



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

EUCLIDES LOURENÇO CHUMA

**DESENVOLVIMENTO DE UMA RECTENNA COMPACTA COM
CIRCUITO DE CONVERSÃO DE ENERGIA INTEGRADO**

***DESIGN OF A COMPACT RECTENNA WITH THE CONVERSION
ENERGY CIRCUIT INTEGRATED***

CAMPINAS
2017

EUCLIDES LOURENÇO CHUMA

**DESENVOLVIMENTO DE UMA RECTENNA COMPACTA COM
CIRCUITO DE CONVERSÃO DE ENERGIA INTEGRADO**

***DESIGN OF A COMPACT RECTENNA WITH THE CONVERSION
ENERGY CIRCUIT INTEGRATED***

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de Telecomunicações e Telemática.

Master dissertation presented to the Electrical Engineering Postgraduation Programm of the School of Engineering Electrical of the University of Campinas to obtain the M.Sc grade in Engineering Electrical, in field of Telecommunications.

ORIENTADOR: PROF. DR. YUZO IANO

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA TESE DEFENDIDA PELO ALUNO EUCLIDES LOURENÇO CHUMA E ORIENTADO PELO PROF. DR. YUZO IANO.

**CAMPINAS,
2017**

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): Não se aplica.

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-0279-617>

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

C471d Chuma, Euclides Lourenço, 1977-
Desenvolvimento de uma rectenna compacta com circuito de conversão de energia integrado / Euclides Lourenço Chuma. – Campinas, SP : [s.n.], 2017.

Orientador: Yuzo Iano.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Energia - Transmissão. 2. Antenas. 3. Retificador. I. Iano, Yuzo, 1950-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Design of a compact rectenna with the conversion energy circuit integrated

Palavras-chave em inglês:

Energy - Transmission

Antennas

Rectifier

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Yuzo Iano [Orientador]

Diogo Gará Caetano

David Bianchini

Data de defesa: 30-11-2017

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Candidato: Euclides Lourenço Chuma RA: 984724

Data da Defesa: 30 de novembro de 2017

Título da Tese: “Desenvolvimento de uma Rectenna Compacta com Circuito de Conversão de Energia Integrado”.

Prof. Dr. Yuzo Iano (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. David Bianchini (CEATEC/PUC/Campinas)

Dr. Diogo Gará Caetano (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

Ao meu avô Pedro Chuma (in memoriam).
Aos meus pais João Euclides Chuma e Noeli Aparecido Silva Chuma.
À minha esposa Josimary e minhas filhas Jéssica e Graziela.
E a toda minha amada família.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente, aos meus pais, João Euclides Chuma e Noeli Aparecido Silva Chuma, que sempre estiveram ao meu lado para que eu chegasse até este momento.

À minha esposa Josimary, por seu apoio e compreensão.

Às minhas filhas Jéssica e Graziela, pelo respeito e consideração.

Aos meus irmãos Thiago, Getúlio e Carol, pelo companheirismo.

Ao Prof. Dr. Yuzo Iano, pela sua experiente orientação ao longo desta jornada.

Ao Prof. Dr. Leonardo Lorenzo Bravo Roger e ao pesquisador Dr. Lisandro de la Torre Rodríguez, pelos ensinamentos e colaborações durante o desenvolvimento do projeto

Por fim, agradeço à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade de Campinas, por propiciar um ambiente acadêmico produtivo.

“O sucesso nasce do querer, da determinação e persistência em se chegar a um objetivo. Mesmo não atingindo o alvo, quem busca e vence obstáculos, no mínimo fará coisas admiráveis.”

(José de Alencar)

RESUMO

Rectenna vem da expressão "rectifier antenna" (antena retificadora) e basicamente consiste de uma antena com um circuito retificador, e, desse modo, a função da rectenna é captar e converter energia eletromagnética em eletricidade de corrente contínua (CC). Atualmente, o tópico rectenna tem ganhado importância por ser uma fonte de energia alternativa para dispositivos IoT (Internet of Things ou Internet das Coisas) devido ao fato de ser um método prático e ecologicamente correto para substituir as pilhas e baterias convencionais utilizadas nos dispositivos móveis. Este trabalho consiste na análise teórica, simulações e implementação de uma rectenna compacta utilizando uma antena de microfita baseada num modelo fractal com um circuito retificador integrado na mesma estrutura física. Esta configuração permitiu uma grande redução de área mantendo uma boa eficiência e consequentemente apresentando uma relação eficiência/área superior aos demais trabalhos analisados. Como resultado do projeto, a rectenna desenvolvida possui dimensões de 35 mm x 35 mm construída em substrato FR-4 para uma frequência de ressonância de 2.45 GHz (banda ISM) e apresenta uma eficiência máxima de aproximadamente 62%.

Palavras-chave: rectenna, antena, retificador, transmissão sem fio de energia, wpf.

ABSTRACT

Rectenna comes from the expression "rectifier antenna" which basically consists of an antenna and a rectifier circuit and is used to harvest and convert electromagnetic energy into direct current (DC) electricity. Currently, the rectenna topic has gained importance how an alternative energy source for IoT (Internet of Things) devices because it is a practical and ecologically correct method to replace conventional batteries used in mobile devices. This work consists of the theoretical analysis, simulations and implementation of a compact rectenna using a microstrip patch antenna based on a fractal model with a rectifier circuit integrated in the same physical structure. This configuration allowed a great reduction of the area maintaining a good efficiency and consequently presenting an efficiency/area ratio superior to the other works. As a result of the design, the developed rectenna has 35 mm x 35 mm dimensions constructed on FR-4 substrate at a resonance frequency of 2.45 GHz (ISM band) and has a maximum efficiency of approximately 62%.

Keywords: rectenna, antenna, rectifier, wireless power transfer, wpt.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Torre Wardenclyffe juntamente com o laboratório de Tesla em primeiro plano. (Wikipedia).....	18
Figura 2.1	As variáveis da equação de Friis.	20
Figura 2.2	Antena de microfita para operar na frequência de 24 GHz.	22
Figura 2.3	Estrutura básica de uma antena de microfita.....	22
Figura 2.4	Métodos de alimentação de uma antena de microfita.	23
Figura 2.5	Antena de microfita com elementos básicos para análise pelo modelo de linha de transmissão.	24
Figura 2.6	Linha de microfita e linhas de campo elétrico.	25
Figura 2.7	Linha de microfita imersa numa constante dielétrica efetiva.	25
Figura 2.8	Comprimento físico e efetivo de uma plaqueta retangular de microfita.	26
Figura 2.9	Admitância equivalente no modelo de linha de transmissão.	27
Figura 2.10	Alimentação indentada em uma plaqueta de antena de microfita.	30
Figura 2.11	Geometria de uma antena de microfita com plaqueta circular.	31
Figura 2.12	Exemplos de fractais.	34
Figura 2.13	Geração de fractal Minkowski.	35
Figura 2.14	Sinal no domínio do tempo e frequência para um retificador.	36
Figura 2.15	Curva característica I-V de um diodo com junção p-n.	37
Figura 2.16	Circuito equivalente de um diodo.	39
Figura 2.17	Estrutura básica de um diodo Schottky.	40
Figura 2.18	Comparativo entre um diodo convencional com junção p-n e um diodo Schottky.	41
Figura 2.19	Multiplicador de tensão com topologia Villard/Greinacher.	43
Figura 2.20	Multiplicador de tensão com topologia Villard/Greinacher e vários estágios.	44
Figura 3.1	Diagrama de blocos de uma rectenna.....	45
Figura 3.2	Valores simulados do ganho da antena em função da espessura do substrato	48
Figura 3.3	(a) curva de Koch. (b) Iterações da curva de Koch em uma antena de microfita com plaqueta quadrada.	49
Figura 3.4	Caminho da corrente na superfície da plaqueta com estrutura fractal.	50
Figura 3.5	Plaqueta circular obtida a partir da plaqueta quadrada com fractal de curva de Koch.....	51
Figura 3.6	Estrutura da plaqueta com as fendas.	51

Figura 3.7	Antena construída no Ansoft HFSS para simulação.	52
Figura 3.8	Dimensões da antena após as otimizações obtidas com as simulações.....	53
Figura 3.9	Foto da antena fabricada com o conector SMA para realização das medidas.....	53
Figura 3.10	Antena sendo medida no analisador de redes vetorial.	54
Figura 3.11	Parâmetro S_{11} simulado e medido da antena.	54
Figura 3.12	Carta de Smith da impedância da antena obtida no analisador de redes vetorial.....	55
Figura 3.13	Simulação e medida em câmara anecoica do padrão de radiação da antena.	56
Figura 3.14	Simulação em 3D do ganho realizado da antena.....	57
Figura 3.15	Simulação da magnitude do campo J (J-field).	57
Figura 3.16	Simulação da razão axial.....	58
Figura 3.17	Simulação do vetor E com a variação da fase.....	58
Figura 3.18	Potência de entrada (dBm) x Tensão detectada (mV) para 1,8 GHz.	60
Figura 3.19	Tensão direta (mV) x Corrente direta de polarização (mA).....	60
Figura 3.20	Esquemático do circuito retificador.	61
Figura 3.21	Simulação do retificador no Keysight ADS.....	62
Figura 3.22	Simulação da tensão de saída a partir de um sinal na frequência fundamental de 2,45 GHz e potência variando de -30 dbm até +10 dBm. Simulação realizada no Keysight ADS utilizando o método do Balanceamento Harmônico.	63
Figura 3.23	Simulação da eficiência a partir de um sinal na frequência fundamental de 2,45 GHz e potência variando de -30 dbm até +10 dBm. Simulação realizada no Keysight ADS utilizando o método do Balanceamento Harmônico.	64
Figura 3.24	Simulação da eficiência em função da resistência de carga com um sinal de entrada na frequência fundamental de 2,45 GHz e potência de 3 dbm.....	65
Figura 3.25	Carta de Smith no analisador de redes vetorial da impedância do protótipo do circuito retificador aplicando-se uma potência de 0 dBm.	65
Figura 3.26	Circuito de uma rectenna genérica.....	66
Figura 3.27	Tensão de saída (V_{out}) em função de diferentes níveis de potência de entrada com diferentes impedâncias para o circuito retificador.....	69
Figura 3.28	Circuito de casamento de impedâncias calculado no Keysight ADS.....	70
Figura 3.29	Carta de Smith com o circuito de casamento de impedâncias calculado no Keysight ADS.	71
Figura 3.30	Esquemático dos circuitos retificador e de casamento de impedâncias utilizados para o protótipo.....	71

Figura 3.31	Disposição dos componentes dos circuitos retificador e de casamento de impedância no plano de terra da antena.	72
Figura 4.1	Técnica para produção do protótipo da rectenna utilizando fresadora CNC.....	73
Figura 4.2	Protótipo da rectenna, com a visão da antena e dos circuitos retificador e de casamento de impedância atrás da antena.	73
Figura 4.3	Configuração utilizada para realizar as medidas no protótipo da rectenna.	74
Figura 4.4	Procedimento utilizado para realizar as medidas de tensão e potência recebida pela rectenna.	75
Figura 4.5	Tensão de saída (V) x Potência capturada pela rectenna (dBm).....	76
Figura 4.6	Eficiência x Potência capturada pela rectenna (dBm).....	76
Figura 4.7	Eficiência x Frequência do sinal capturado pela rectenna (GHz).	77

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Valores experimentais para A^*	42
Tabela 3.1 – Especificações elétricas do diodo SMS7630-079LF ($T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$)	59
Tabela 3.2 – Parâmetros do modelo SPICE do diodo SMS7630-079 LF	61
Tabela 4.1 – Comparação da rectenna deste trabalho com outras rectennas.....	78

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADS	<i>Advanced Design System</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DC	<i>Direct Current</i>
EIRP	<i>Equivalent Isotropic Radiated Power</i>
FoM	Figura de Mérito
FR-4	<i>Flame Retardant 4</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
ISM	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>
I-V	<i>Current–Voltage</i>
RF	Rádio Frequência
UWB	<i>Ultra Wide Band</i>
WPF	<i>Wireless Power Transfer</i>

TRABALHOS PUBLICADOS

Chuma, E. L., Iano, Y., Roger, L. L. B., Rodríguez, L. T., Sanchez-Soriano, M. A., "*A compact fractal structure based rectenna with the rectifier circuit integrated*", 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2017.

Chuma, E. L., Iano, Y., Roger, L. L. B., Rodríguez, L. T., Sanchez-Soriano, M. A., "*Compact Rectenna based on a fractal geometry with a high conversion energy efficiency per area*", IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2017.

Chuma, E. L., Iano, Y., Roger, L. L. B., Meloni, L. G. P., "*FPGA implementation of a de-noising using Haar level 5 wavelet transform*", XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2017.

Chuma, E. L., Iano, Y., Roger, L. L. B., "*Compact Antenna based on Fractal for IoT Sub-GHz Wireless Communications*", SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, 2017.

Chuma, E. L., Iano, Y., Roger, L. L. B., Messias, S., "*Desenvolvimento de antena de banda ultra-larga para o sistema de televisão*", SET International Journal of Broadcast Engineering, 2017.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	18
1.1 HISTÓRIA E MOTIVAÇÃO	18
1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	19
2 FUNDAMENTOS	20
2.1 EQUAÇÃO DE FRIIS	20
2.2 ANTENAS DE MICROFITA	21
2.2.1 Introdução às Antenas de Microfita	21
2.2.2 Características Básicas das Antenas de Microfita	22
2.2.3 Análise de uma Plaqueta Retangular através do Modelo de Linha de Transmissão	24
2.2.4 Análise de uma Plaqueta Circular através do Modelo de Cavidade	31
2.2.5 Miniaturização de Antenas de Microfitas utilizando Geometria Fractal	34
2.3 RETIFICADORES	35
2.3.1 Conceitos Básicos sobre Retificadores	35
2.3.2 Diodos Schottky	40
2.3.3 Multiplicadores de Tensão	43
3 PROJETO DA RECTENNA	45
3.1 ASPECTOS GERAIS DO PROJETO DE UMA RECTENNA	45
3.2 PROJETO DA ANTENA	47
3.2.1 Seleção da Topologia da Antena de Microfita e do Substrato	47
3.2.2 Cálculos Iniciais e Miniaturização da Antena	49
3.2.3 Simulações e Medidas da Antena	52
3.3 PROJETO DO RETIFICADOR	59
3.3.1 Seleção do diodo Schottky	59
3.3.2 O Circuito Retificador	61
3.3.3 Simulações e Medidas do Retificador	62
3.4 INTEGRAÇÃO E CASAMENTO DE IMPEDÂNCIAS ENTRE A ANTENA E O CIRCUITO RETIFICADOR	66
4 RESULTADOS E DISCUSSÃO	73
4.1 FABRICAÇÃO E AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DA RECTENNA	73
4.2 COMPARATIVO	77
5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	79

5.1 CONCLUSÕES.....	79
5.2 TRABALHOS FUTUROS	79

1 INTRODUÇÃO

1.1 HISTÓRIA E MOTIVAÇÃO

Há mais de 100 anos atrás, Nikola Tesla já estudava a transmissão sem fio da energia elétrica e fazia demonstrações utilizando osciladores que operavam em frequências muito baixas [1] [2]. A Torre Wardenclyffe, também conhecida como Torre de Tesla, é um bom exemplo de como a transmissão de energia sem fio pode oferecer desafios além da parte técnica. Com a construção iniciada em 1901, a Torre Wardenclyffe foi projetada por Tesla para o uso em telefonia comercial transatlântica, radiodifusão e para demonstrar a transmissão de energia sem o uso de cabos. O projeto nunca foi concluído devido aos problemas financeiros, uma vez que J. P. Morgan decidiu parar de financiar o projeto. Especula-se que J. P. Morgan cessou o financiamento ao projeto, pois a transmissão de energia sem fio seria gratuita e, desse modo, ia em desconformidade aos interesses dos investidores do mercado de energias. Na Figura 1.1 temos a Torre Wardenclyffe juntamente com o laboratório de Tesla em primeiro plano.



Figura 1.1 – Torre Wardenclyffe juntamente com o laboratório de Tesla em primeiro plano. (Wikipedia).

Nos anos 60 surgiu o conceito de rectenna [3], originado do termo “rectifier antena” (antenas retificadoras), que basicamente consistia de uma antena dipolo de meia-onda com um

diodo semicondutor e, desse modo, as rectennas eram utilizadas para captar e converter energia eletromagnética em eletricidade de corrente contínua (CC). Desde então, vem-se estudando formas de melhorar a eficiência da transmissão de energia sem fio por meio do uso de rectennas e, recentemente, o tema tem ganhado notoriedade como uma alternativa de fonte de energia para dispositivos IoT (*Internet of Things* ou Internet das Coisas). As rectennas podem ser uma fonte de energia mais prática que o uso de pilhas e baterias, principalmente quando é necessário a substituição periódica da pilha ou bateria de um dispositivo e envolve custos elevados ou riscos à vida humana. Também é importante citar que o uso de rectennas em vez de pilhas ou baterias é ecologicamente correto, uma vez que o descarte de pilhas e baterias é um problema potencialmente perigoso ao meio-ambiente.

Nos últimos anos, vem surgindo propostas para aplicações comerciais para as rectennas como, por exemplo, uma lente de contato para monitorar a pressão intraocular [4] [5] e um sensor inteligente para acompanhar a poluição do ar [6]. Ambos os casos, são exemplos da viabilidade da transmissão sem fio da energia através das rectennas.

Este trabalho descreve o desenvolvimento de uma rectenna compacta, com boa eficiência e com frequência de operação na banda ISM de 2,4 GHz para ser utilizada como uma fonte alternativa de energia em dispositivos com baixo consumo de energia. Para que esses objetivos fossem atingidos, foi empregado o uso de uma geometria fractal como forma de miniaturização da rectenna e foi feita a integração dos circuitos retificador e de casamento de impedância na mesma estrutura física.

1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação consiste de cinco capítulos. Os fundamentos teóricos necessários para o desenvolvimento de uma rectenna são apresentados no Capítulo 2. O Capítulo 3 aborda o projeto da rectenna com seus aspectos gerais, o projeto da antena, do retificador e do casamento de impedâncias entre a antena e o retificador e a integração de todos os componentes numa mesma estrutura física. A implementação da rectenna projetada com uma avaliação experimental e comparativos entre valores simulados, medidos e de outros trabalhos é apresentada no Capítulo 4. Por fim, no Capítulo 5, a dissertação é finalizada com conclusões e recomendações para futuros trabalhos.

2 FUNDAMENTOS

2.1 EQUAÇÃO DE FRIIS

Quando se trabalha com dispositivos de transmissão sem fio de energia, como no caso das rectennas, é necessário estimar a potência disponível em função da distância de uma fonte transmissora. A equação de Friis [7] fornece uma relação entre a potência transmitida e recebida entre duas antenas em determinadas condições:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (2.1)$$

Onde, P_r é a potência recebida pela antena de recepção, P_t é a potência transmitida pela antena de transmissão, G_t e G_r são os ganhos das antenas de transmissão e recepção respectivamente, λ é o comprimento de onda e R é a distância entre as antenas. A Figura 2.1 ilustra as variáveis da equação de Friis.

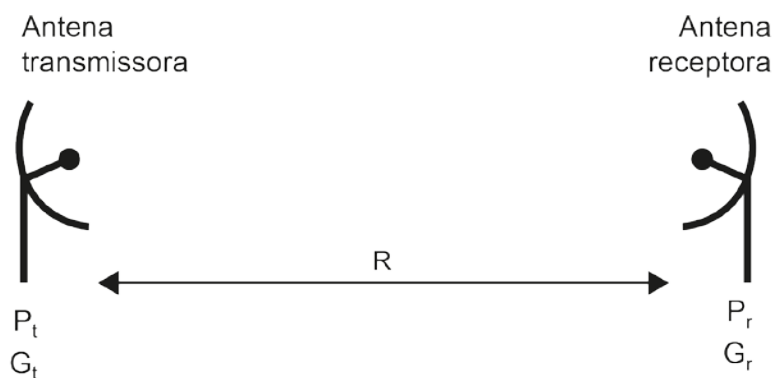


Figura 2.1 – As variáveis da equação de Friis.

Contudo, a equação de Friis é aplicável somente nas condições:

- $R \gg \lambda$.
- As antenas devem estar em espaço aberto não obstruído.
- As antenas devem estar alinhadas sobre a mesma polarização e orientadas na máxima irradiação uma da outra.

- A largura de banda seja suficientemente estreita para que um único valor de comprimento de onda possa ser assumido.

Na prática, o valor obtido a partir da equação de Friis pode ser interpretado como a máxima potência possível de ser recebida, pois existem muitos outros fatores que podem reduzir a potência recebida como, por exemplo, o efeito de multipercursos, que pode acarretar no cancelamento de parte do sinal, um desalinhamento entre as antenas, que pode ocasionar uma atenuação ou mesmo um descasamento de impedâncias entre as antenas, cabos e conectores.

Para calcular a atenuação no espaço livre, pode-se utilizar a Equação 2.2, que pode ser obtida a partir da Equação de Friis:

$$A_{FS} = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \quad (2.2)$$

2.2 ANTENAS DE MICROFITA

2.2.1 Introdução às Antenas de Microfita

As antenas de microfita, também conhecidas como antenas microstrip, começaram a surgir na década de 1950 [8], mas só na década de 1970 começaram a ganhar relevância. Por possuírem tamanho e peso reduzidos, baixo custo, bom desempenho e facilidade de instalação, as antenas de microfita são empregadas tanto em aplicações comerciais mais simples até em aplicações que necessitam de alto desempenho, como no caso de satélites, mísseis, aeronáutica e aeroespacial. Além dessas vantagens, as antenas de microfita possuem muita versatilidade em termos de frequência de ressonância, impedância, polarização e diagrama de radiação. Na Figura 2.2, é apresentado um exemplo de antena de microfita para operar na frequência de 2,4 GHz.

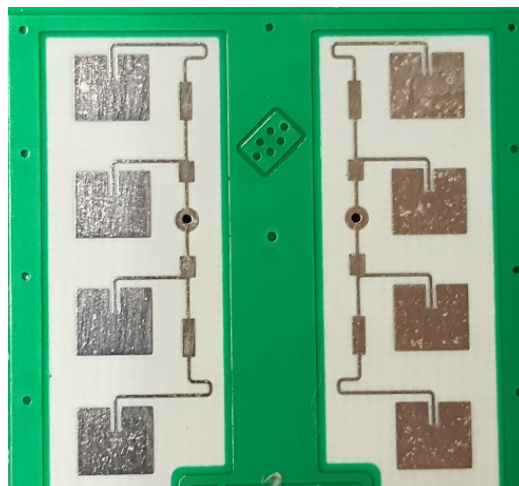


Figura 2.2 – Antena de microfita para operar na frequência de 24 GHz.

Outra grande vantagem da antena de microfita é que ela pode ser fabricada com a tecnologia de circuito impresso, o que possibilita uma integração com circuitos eletrônicos, que podem ser utilizados para variação da frequência de ressonância, impedância e polarização da própria antena microstrip [8].

2.2.2 Características Básicas das Antenas de Microfita

Como é possível ver na Figura 2.3, uma antena de microfita geralmente consiste de uma plaqueta metálica de espessura fina posicionada acima de um plano de terra com um substrato entre a plaqueta e o plano de terra. A espessura da plaqueta (t) usualmente é muito pequena ($t \ll \lambda_0$, onde λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre) e entre a plaqueta e o plano de terra existe o substrato com espessura h que corresponde a uma pequena fração do comprimento de onda no espaço livre ($h \ll \lambda_0$, geralmente $0,003 \lambda_0 \leq h \leq 0,05 \lambda_0$).

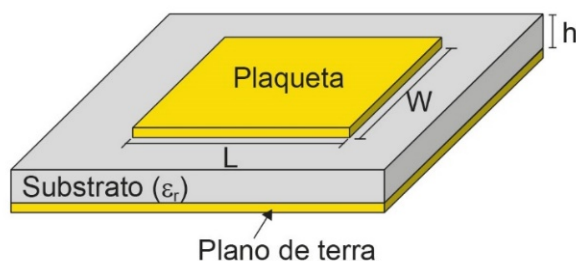


Figura 2.3 – Estrutura básica de uma antena de microfita.

O substrato é parte fundamental no projeto de uma plaqueta e pode ser constituído por diferentes tipos de materiais, mas geralmente se empregam materiais com constante dielétrica com valores $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$. Um substrato espesso e com constante dielétrica com valor baixo permite antenas com maior eficiência e maior largura de banda, contudo a antena terá maiores dimensões. Já o uso de um substrato mais fino e com maiores valores de constante dielétrica vai permitir antenas menores, mas com menor eficiência e largura de banda [8] [9].

Outras possíveis designações para as antenas de microfita são antena de plaqueta ou antena patch. O elemento radiante da antena de microfita é a plaqueta radiante, que pode ter as mais diferentes formas geométricas, como por exemplo, quadrada, circular, retangular, triangular, ou mesmo forma de folha de árvore ou um floco de neve. A escolha da forma da plaqueta radiante, juntamente com outros fatores, vai determinar os parâmetros da antena.

A alimentação de uma antena de microfita pode ser feita de diversas maneiras, contudo existem quatro métodos que são mais utilizados e são apresentados na Figura 2.4: linha de microfita (A), sonda coaxial (B), acoplamento por proximidade (C) e acoplamento por abertura (D) [10].

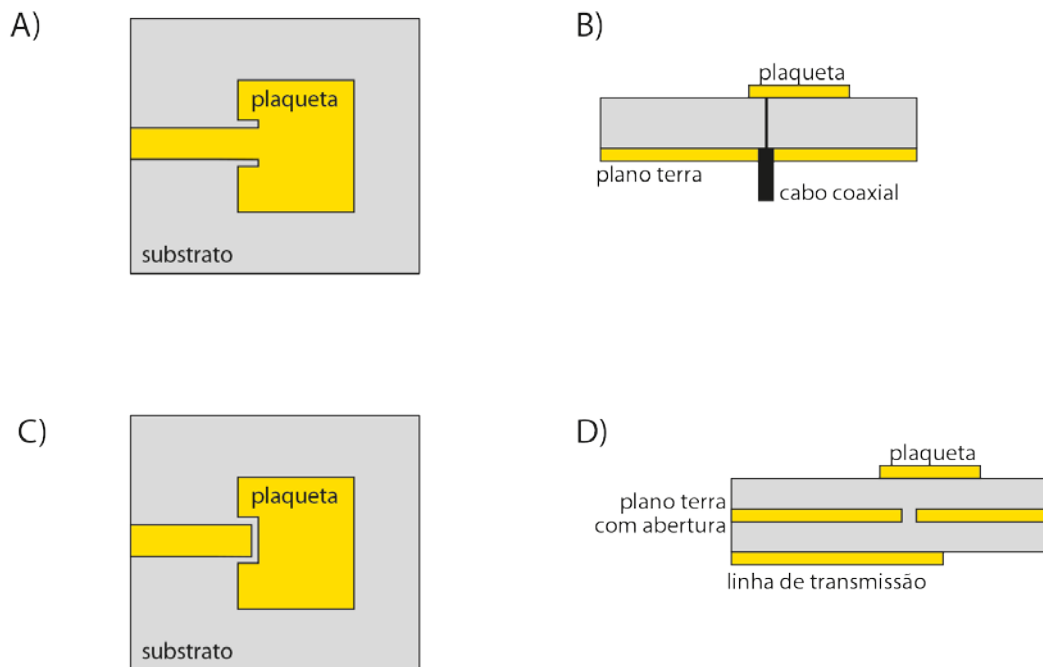


Figura 2.4 – Métodos de alimentação de uma antena de microfita.

2.2.3 Análise de uma Plaqueta Retangular através do Modelo de Linha de Transmissão

Existem diversos métodos para a análise de antenas de microfita, sendo o método do modelo de linha de transmissão muito utilizado por ser o mais simples e fornecer boa percepção física. Para a análise da antena de microfita, também é importante adotar uma forma geométrica para a plaqueta, e a geometria mais utilizada é a retangular, que é simples e muito precisa para ser empregada em substratos delgados.

O modelo de linha de transmissão representa uma antena de microfita como duas fendas separadas por uma linha de transmissão de comprimento L e com impedância Z_c . A Figura 2.5 apresenta uma antena de microfita com uma plaqueta retangular que pode ser representada por duas fendas radiantes, cada uma com largura W e altura h , e separadas por uma distância L .

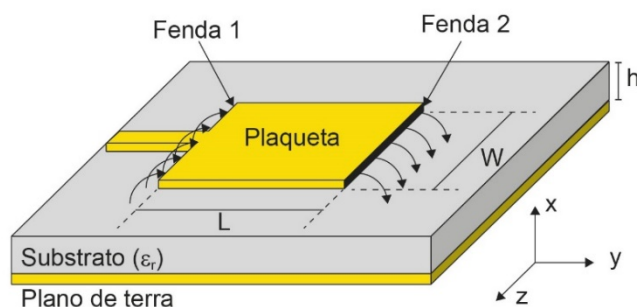


Figura 2.5 – Antena de microfita com elementos básicos para análise pelo modelo de linha de transmissão.

Como a plaqueta possui dimensões finitas, os campos de bordas da plaqueta sofrem franjamento ao longo da largura (W) da plaqueta e nas duas fendas radiantes, conforme pode ser visto na Figura 2.5. A quantidade de franjamento é determinada pelas dimensões da plaqueta e pelo substrato. Para o plano E principal (plano x-y), a quantidade de franjamento é a razão entre o comprimento L da plaqueta e a espessura do substrato (L/h) e da constante dielétrica do substrato ϵ_r . Como $L/h \gg 1$, o franjamento é reduzido, mas afeta a frequência de ressonância.

Ainda na análise da antena de microfita no modelo de linha de transmissão, deve-se considerar que a linha de microfita é uma estrutura não-homogênea composta de dois dielétricos: ar e substrato. Como $W/h \gg 1$ e $\epsilon_r > 1$, então a maior parte das linhas de campo elétrico está presente no substrato (Figura 2.6) e, nesse caso, o franjamento dos campos pelas bordas faz com que a linha de microfita pareça eletricamente maior que suas dimensões físicas.

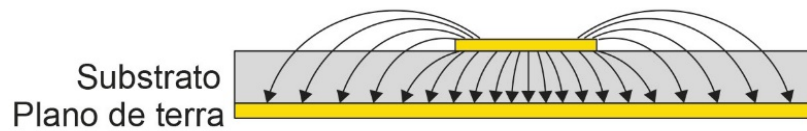


Figura 2.6 – Linha de microfita e linhas de campo elétrico.

Como uma parte do campo elétrico está no substrato e outra parte está no ar, então é necessário determinar uma constante dielétrica efetiva ϵ_{ref} e para determinar essa constante dielétrica efetiva é necessário assumir que a linha de microfita está acima do plano de terra imersa em um único substrato, conforme mostrado na Figura 2.7. Assim, a constante dielétrica efetiva é definida como “a constante dielétrica de um material dielétrico uniforme tal que a linha de transmissão tenha características elétricas idênticas às da linha verdadeira, particularmente a constante de propagação”.

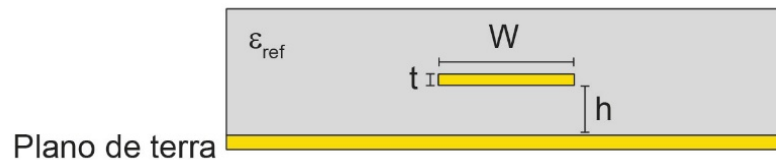


Figura 2.7 – Linha de microfita imersa numa constante dielétrica efetiva.

Desse modo, a linha de microfita com ar acima do substrato vai possuir uma constante dielétrica efetiva com valores entre $1 < \epsilon_{\text{ref}} < \epsilon_r$. Também é importante citar que quanto maior a frequência de operação, maior a concentração de linhas de campo elétrico no substrato e consequentemente o valor da constante dielétrica efetiva se torna mais próxima do valor da constante dielétrica do substrato.

Para um projeto prático, inicialmente costuma-se calcular a largura W da plaqueta através da Equação 2.3, que leva a uma boa eficiência de radiação [11]:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.3)$$

Onde f_r é a frequência de ressonância da antena, v_0 é a velocidade da luz no espaço livre e ϵ_r é a constante dielétrica do substrato.

Em seguida, calcula-se o valor da constante dielétrica efetiva ϵ_{ref} dada por [12]:

$$\text{Para } W/h > 1, \quad \epsilon_{\text{ref}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.4)$$

Onde h é a altura do substrato e W a largura da plaqueta.

Como a plaqueta de microfita parece eletricamente maior que suas dimensões físicas devido aos efeitos de borda, então é necessário saber a extensão ΔL em cada extremidade, conforme mostrado na Figura 2.8.

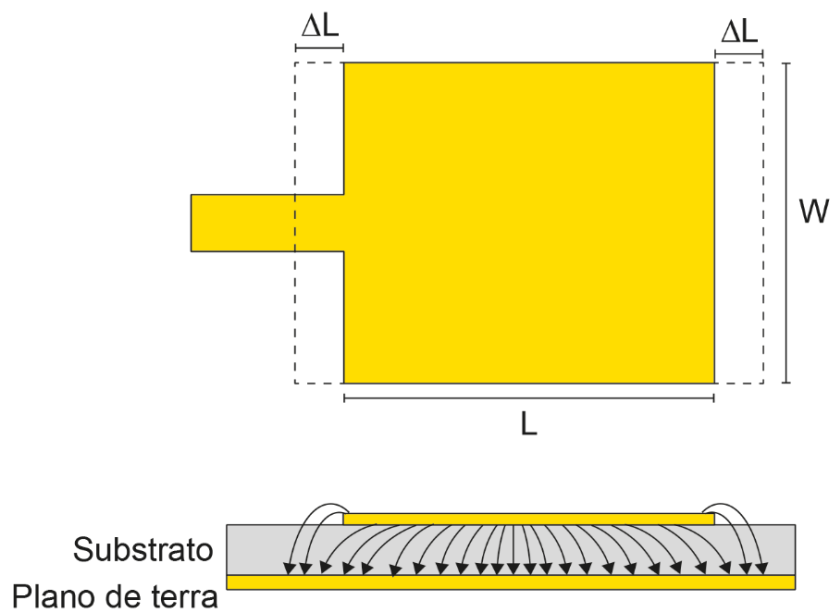


Figura 2.8 – Comprimento físico e efetivo de uma plaqueta retangular de microfita.

A extensão ΔL pode ser calculada através de uma relação muito prática e popular dada por [13]:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{\text{ref}} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{\text{ref}} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (2.5)$$

Como o comprimento da plaqueta foi estendido ΔL em cada lado, então o comprimento efetivo se torna:

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad (2.6)$$

Para o modo dominante TM₀₁₀, a frequência de ressonância da antena de microfita é dada por:

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.7)$$

Levando em conta os efeitos de borda (françamento):

$$\begin{aligned} (f_{\text{ref}})_{010} &= \frac{1}{2L_{\text{ef}}\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \\ &= q \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = q \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \end{aligned} \quad (2.8)$$

E o comprimento L pode ser determinado por:

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (2.9)$$

Para obter a condutância, é necessário fazer uma representação de cada fenda radiante como uma admitância paralela equivalente Y (com condutância G e susceptância B), conforme mostrado na Figura 2.9.

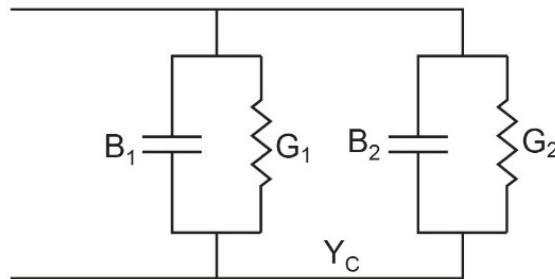


Figura 2.9 – Admitância equivalente no modelo de linha de transmissão.

A admitância equivalente da fenda 1, com base numa fenda infinitamente larga e uniforme, é dada por [14]:

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (2.10)$$

Onde, para uma fenda de largura finita W:

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (2.11)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0,636 \cdot \ln(k_0 h)] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (2.12)$$

Onde $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ e a limitação $h/\lambda_0 < 0,1$ é necessária pois é assumido que o campo tem uma distribuição uniforme ao longo do eixo x.

Como a fenda 2 é igual à fenda 1, então:

$$Y_2 = Y_1, \quad G_2 = G_1, \quad B_2 = B_1 \quad (2.13)$$

E valores mais precisos para a condutância podem ser obtidos através do modelo de cavidade [8]:

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (2.14)$$

Onde

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta \, d\theta = -2 + \cos(X) + X \operatorname{Si}(X) + \frac{\sin(X)}{X} \quad (2.15)$$

$$X = k_0 W \text{ e } \operatorname{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin(t)}{t} dt$$

Para valores muito grandes:

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 & W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 & W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad (2.16)$$

A admitância da fenda 1 é obtida através da transferência da admitância da fenda 2 dos terminais de saída para os terminais de entrada utilizando a equação de transformação de admitâncias de linhas de transmissão [12]. O ideal seria uma distância de $\lambda/2$ entre as fendas, contudo devido aos efeitos de borda, o tamanho elétrico da plaqueta é maior que seu tamanho físico, o que torna a distância entre as fendas menor que $\lambda/2$ (o valor típico é entre $0,48\lambda$ e $0,49\lambda$). Se a redução da distância for adequadamente escolhida, a admitância transformada da fenda 2 torna-se [8]:

$$\tilde{Y}_2 = \tilde{G}_2 + j\tilde{B}_2 = G_1 - jB_1 \quad (2.17)$$

O que faz com que:

$$\tilde{G}_2 = G_1 \quad \text{e} \quad \tilde{B}_2 = -B_1 \quad (2.18)$$

Portanto a admitância total de entrada é real e dada por:

$$Y_{in} = Y_1 + \tilde{Y}_2 = 2G_1 \quad (2.19)$$

Como a admitância total de entrada é real, a impedância de entrada de ressonância também é real:

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (2.20)$$

Modificando a Equação 2.20 para levar em consideração o efeito mútuo entre as fendas [15]:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (2.21)$$

Onde a condutância mútua G_{12} pode ser calculada por [15]:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 \cdot L \cdot \sin \theta) \sin^3 \theta \, d\theta \quad (2.22)$$

Onde J_0 é a função de Bessel de primeira espécie e ordem zero.

A resistência de entrada para uma alimentação indentada (Figura 2.10) é dada por aproximadamente [15]:

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \left[\cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) + \frac{G_1^2 + B_1^2}{Y_C^2} \sin^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) - \frac{B_1}{Y_C} \sin\left(\frac{2\pi}{L} y_0\right) \right] \quad (2.23)$$

Onde $Y_C = 1/Z_C$.

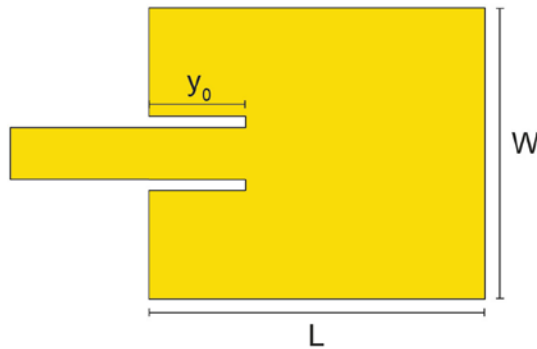


Figura 2.10 – Alimentação indentada em uma plaqueta de antena de microfita.

Como para antenas de microfita comuns $G_1/Y_C \ll 1$ e $B_1/Y_C \ll 1$, então a Equação 2.23 torna-se:

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (2.24)$$

2.2.4 Análise de uma Plaqueta Circular através do Modelo de Cavidade

A geometria de plaqueta circular também é empregada com frequência na construção de antenas de microfita [16][17]. Em comparação com a plaqueta retangular, a plaqueta circular possui apenas um grau de liberdade para se configurar (raio), enquanto a plaqueta retangular possui 2 graus de liberdade (largura e comprimento). A Figura 2.11 mostra a geometria de uma antena de microfita com plaqueta circular.

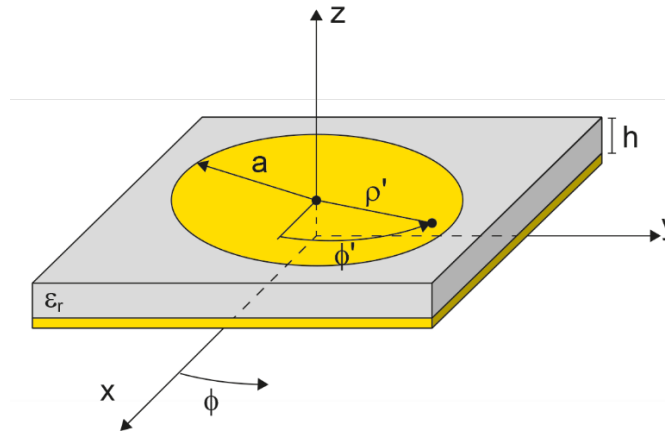


Figura 2.11 – Geometria de uma antena de microfita com plaqueta circular.

A antena de microfita de plaqueta circular só pode ser convenientemente analisada através do método de onda completa ou do modelo de cavidade [16]. No modelo de cavidade, a antena de microfita de plaqueta circular será tratada como uma cavidade composta por dois condutores elétricos perfeitos na face superior e inferior representando a plaqueta circular e o plano de terra, e ao redor da cavidade existe uma parede cilíndrica condutora magnética perfeita. Os modos suportados pelas antenas de microfita com plaqueta circular e substrato delgado ($h \ll \lambda$) são principalmente os modos TM^z , onde z é perpendicular a plaqueta.

Para determinar os campos elétrico e magnético no interior da cavidade, adota-se a abordagem do potencial vetorial e para o modo TM^z deve-se determinar o potencial vetorial magnético A_z , que deve satisfazer a equação de onda homogênea em coordenadas cilíndricas [12]:

$$\nabla^2 A_z(\rho, \phi, z) + k^2 A_z(\rho, \phi, z) = 0 \quad (2.25)$$

Onde ∇^2 é operador laplaciano que é a soma de todas as derivadas parciais simples de segunda ordem, que também pode ser definido como o divergente do gradiente e k é a constante de fase (rad/m).

Nos modos TM_{mnp}^z , a relação entre o potencial elétrico A_z e os campos elétrico e magnético é dada por [12]:

$$E_\rho = -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho \partial z} \quad H_\rho = \frac{1}{\mu} \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_z}{\partial \phi} \quad (2.26)$$

$$E_\phi = -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \phi \partial z} \quad H_\phi = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial \rho} \quad (2.27)$$

$$E_z = -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) A_z \quad H_z = 0 \quad (2.28)$$

Sujeitos às condições de contorno:

$$E_\rho(0 \leq \rho' \leq a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, z' = 0) = 0 \quad (2.29)$$

$$E_\rho(0 \leq \rho' \leq a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, z' = h) = 0 \quad (2.30)$$

$$H_\phi(\rho' = a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, 0 \leq z' \leq h) = 0 \quad (2.31)$$

Onde ρ' , ϕ' e z' são usadas para representação os campos no interior da cavidade.

E pode ser mostrado que, para os modos TM_{mnp}^z , o potencial vetorial A_z pode ser reduzido a [12]:

$$A_z = B_{mnp} J_m(k_\rho \rho') [A_2 \cos(m\phi') + B_2 \sin(m\phi')] \cos(k_z z') \quad (2.32)$$

Com equação de separação:

$$k_\rho^2 + k_z^2 = k^2 = \omega^2 \mu \epsilon \quad (2.33)$$

Onde $J_m(x)$ é a função de Bessel de primeira espécie e ordem m , B_{mnp} , A_2 e B_2 são constantes determinadas pelas condições de contorno e:

$$k_p = \frac{\chi'_{mn}}{a} \quad (2.34)$$

$$k_z = \frac{p\pi}{h} \quad (2.35)$$

$$m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.36)$$

$$n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.37)$$

$$p = 0, 1, 2, \dots \quad (2.38)$$

Onde χ'_{mn} representa os zeros das derivadas da função de Bessel $J_m(x)$, que determinam a ordem das frequências de ressonância e os quatro primeiros valores de χ'_{mn} em ordem crescente são:

$$\begin{aligned} \chi'_{11} &= 1,8412 \\ \chi'_{21} &= 3,0542 \\ \chi'_{01} &= 3,8318 \\ \chi'_{31} &= 4,2012 \end{aligned} \quad (2.39)$$

Como na maioria das antenas de microfita a espessura do substrato h é muito pequena ($h < 0,050\lambda_0$), os campos ao longo de z são praticamente constantes e dados pela Equação 2.38 com $p = 0$ e pela Equação 2.36 com $k_z = 0$, portanto as frequências de ressonância para os modos TM_{mn0}^z podem ser escritas como:

$$(f_r)_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left(\frac{\chi'_{mn}}{a} \right) \quad (2.40)$$

Assim, para o modo TM_{110}^z , a frequência de ressonância é dada por:

$$(f_r)_{110} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left(\frac{1,8412}{a} \right) = \frac{1,8412v_0}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.41)$$

Onde v_0 é a velocidade da luz no espaço livre

Levando em conta os efeitos de borda que faz com que a plaqueta circular se torne eletricamente maior que sua dimensão física é necessária uma correção através da substituição do raio a por um raio efetivo a_e dado por [18]:

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{1/2} \quad (2.42)$$

E, portanto, a frequência de ressonância para o modo TM_{110}^z é dada por:

$$(f_r)_{110} = \frac{1,8412 v_0}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.43)$$

2.2.5 Miniaturização de Antenas de Microfitas utilizando Geometria Fractal

Um fractal é um objeto geométrico que exibe uma autossimilaridade, ou seja, pode ser dividido em partes, sendo cada parte semelhante ao objeto original. A Figura 2.12 mostra alguns exemplos de geometria fractal.

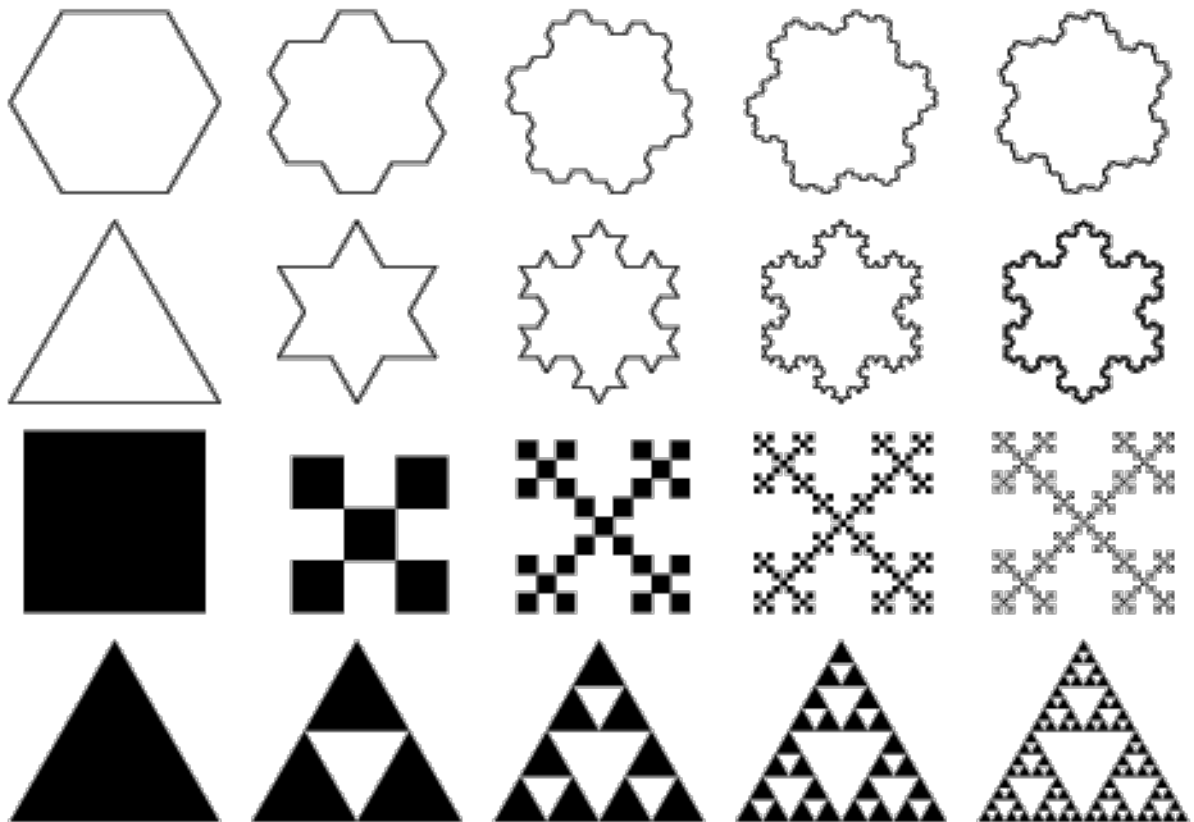


Figura 2.12 – Exemplos de fractais.

A propriedade de autossimilaridade da geometria fractal é utilizada como uma técnica importante de miniaturização de antenas, pois através da autossimilaridade é possível aumentar o perímetro de um objeto geométrico e reduzir a área, ou seja, usando a geometria fractal em antenas, é possível construir de maneira eficiente antenas eletricamente grandes em pequenas áreas. A utilização de geometria fractal em antenas permite também a introdução de novas frequências de ressonância para a antena. A Figura 2.13 mostra um exemplo da geração de geometria fractal Minkowski [19].

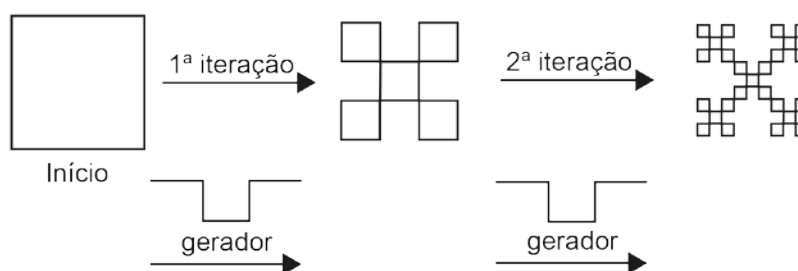


Figura 2.13 – Geração de fractal Minkowski.

Em teoria, uma antena baseada na geometria fractal poderia ser, no limite, infinitamente reduzida através de uma recursão infinita nas iterações da ordem do fractal, contudo, na prática, utiliza-se uma ou duas iterações de geometria fractal para redução da antena, pois quanto maior a ordem da geometria fractal empregada na antena, maiores são as alterações em alguns parâmetros da antena, como o fator de qualidade (Q) e eficiência de radiação, além das dificuldades técnicas para a construção da antena [20].

2.3 RETIFICADORES

2.3.1 Conceitos Básicos sobre Retificadores

Os retificadores são circuitos elétricos que realizam a conversão de corrente alternada (CA) em contínua (CC). Nas rectennas, o circuito retificador é um circuito que converte um sinal de RF em um sinal CC. A Figura 2.14 ilustra a conversão de um sinal de RF em um sinal CC no domínio do tempo e da frequência.

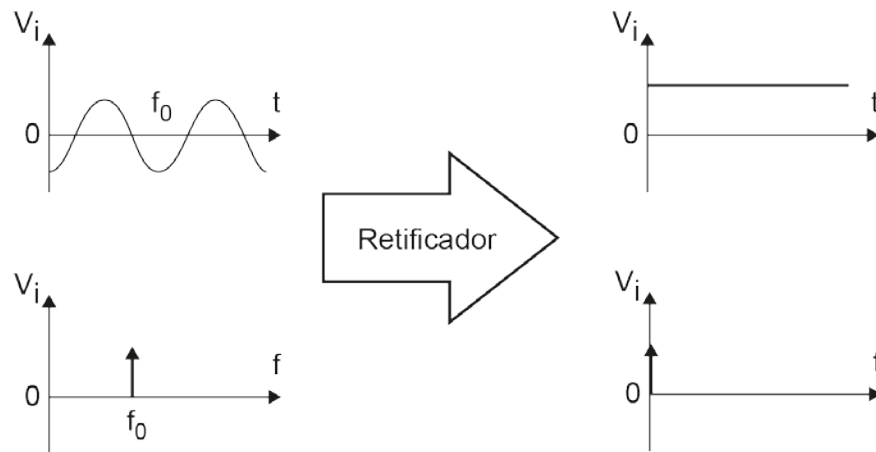


Figura 2.14 – Sinal no domínio do tempo e frequência para um retificador.

O componente eletrônico fundamental de um retificador é o diodo que permite que a corrente elétrica flua mais facilmente num sentido do que no outro. De modo geral, um diodo com junção p-n pode ser considerado um resistor não-linear com uma curva característica I-V matematicamente dada por [21]:

$$I(V) = I_S(e^{V/nV_T} - 1) \quad (2.44)$$

Onde:

I_S = corrente de saturação do diodo

n = fator de idealidade ($1 \leq n \leq 2$), que depende do material e da estrutura física do diodo (para diodos Schottky $n = 1,2$).

V_T = tensão térmica, dada por:

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (2.45)$$

Com:

k = constante de Boltzmann = $1,3806 \times 10^{-23}$ J/K

T = temperatura absoluta em Kelvin

q = magnitude da carga do elétron = $1,6 \times 10^{-19}$ coulomb

Na Figura 2.15 temos um gráfico da curva característica I-V de um diodo determinada pela Equação 2.44.

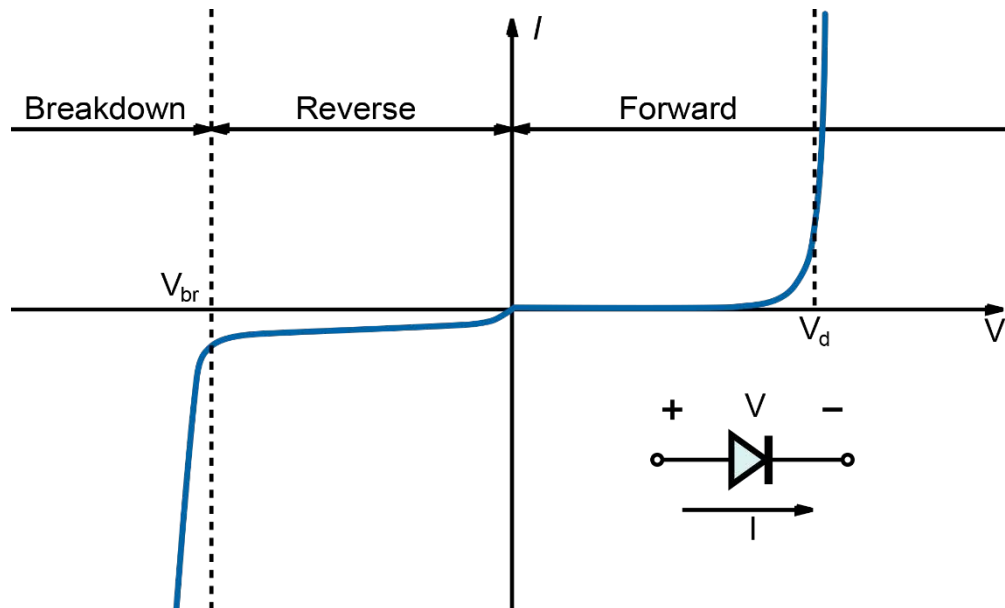


Figura 2.15 – Curva característica I-V de um diodo com junção p-n.

Para a análise de um sinal pequeno (Small Signal Analysis), como no caso de um sinal de RF, é necessário assumir que a tensão total que passa através de um diodo (V) é composta de uma tensão CC de polarização (V_O) e uma pequena tensão do sinal de RF (v):

$$V = V_O + v \quad (2.46)$$

Substituindo a Equação 2.46 na Equação 2.44 e fazendo a expansão em série de Taylor ao redor do ponto de polarização $Q(I_O, V_O)$:

$$I = I(V_O + v) = I(V_O) + v \left. \frac{dI}{dv} \right|_{V_O} + \frac{1}{2} v^2 \left. \frac{d^2 I}{dv^2} \right|_{V_O} + \dots \quad (2.47)$$

Onde $I(V_O)$ é a corrente CC de polarização dada por:

$$I_O = I(V_O) = I_S (e^{V_O / nV_T} - 1) \quad (2.48)$$

Com a derivada de primeira ordem se obtêm a condutância dinâmica do diodo G_d que é o inverso da resistência de junção R_j :

$$G_d = \frac{1}{R_j} = \frac{dI}{dv} \Big|_{V_o} = \frac{I_S}{nV_T} e^{V_o/nV_T} = \frac{(I_O + I_S)}{nV_T} \quad (2.49)$$

$$R_j = \frac{1}{G_d} = \frac{nkT}{q(I_O + I_S)} \quad (2.50)$$

Fazendo $\alpha = \frac{1}{nV_T}$ na Equação 2.49:

$$G_d = \frac{1}{R_j} = \frac{dI}{dv} \Big|_{V_o} = \alpha I_S e^{\alpha V_o} = \alpha (I_O + I_S) \quad (2.51)$$

Com a derivada de segunda ordem:

$$\frac{d^2 I}{dv^2} \Big|_{V_o} = \frac{dG_d}{dv} \Big|_{V_o} = \alpha^2 I_S e^{\alpha V_o} = \alpha^2 (I_O + I_S) = \alpha G'_d = G'_d \quad (2.52)$$

E, desse modo, é possível escrever a Equação 2.47 como uma corrente CC (I_0) e uma pequena corrente do sinal CA (i):

$$I(V) = I_0 + i = I_0 + vG_d + \frac{v^2}{2} G'_d + \dots \quad (2.53)$$

E como o objetivo é analisar pequenos sinais, então é possível utilizar apenas os dois primeiros termos da Equação 2.52 sem comprometer a precisão e obtendo uma aproximação para pequenos sinais (Small Signal Approximation).

Para calcular a capacitância C_j associada a região de depleção [21]:

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_a}{V_{bi}}\right)^S} \quad (2.54)$$

Onde:

C_{j0} = capacitância da junção para zero de tensão de polarização igual

V_a = tensão de polarização aplicada na junção

V_{bi} = tensão interna

S = fator dependente do processo de fabricação do diodo

Na prática, o comportamento de um diodo envolve efeitos ocasionados pela junção e encapsulamento do diodo. A Figura 2.16 apresenta um típico circuito equivalente para um diodo onde se tem C_p e L_p , que são a capacitância e indutância parasitas devido ao encapsulamento. Ainda na Figura 2.16, é possível observar R_s que é a resistência em série devido as áreas de contato e regiões neutras do semiconductor e também é possível ver R_j e C_j , que são a resistência e capacitância de junção [22].

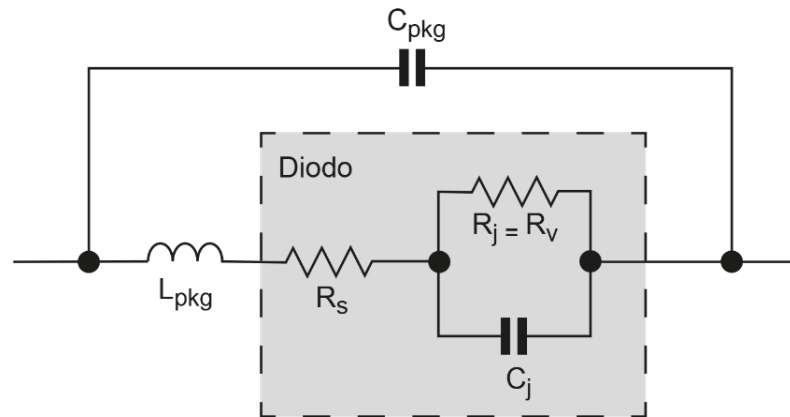


Figura 2.16 – Circuito equivalente de um diodo.

Como pode-se observar a partir das Equações 2.50 e 2.54, R_j e C_j são dependentes das características de tensão-corrente do diodo, o que faz com que a impedância do diodo seja variável em função das características de tensão-corrente do diodo. Além disso, a capacitância

C_j , bem como as capacitâncias e indutâncias parasitas, fazem com que a impedância do diodo também dependa da frequência do sinal de entrada.

2.3.2 Diodos Schottky

Diodo Schottky é um tipo de diodo que possui contato metal-semicondutor formado entre um metal e um semicondutor dopado. Na junção metal-semicondutor, os elétrons livres fluem através da junção a partir do semicondutor para o metal, criando uma depleção através da junção. A diferença entre os níveis de energia entre o semicondutor e o metal é chamada de barreira Schottky. Na polarização direta, a diferença entre os níveis de energia do metal e do semicondutor provoca o aparecimento de uma corrente no sentido do semicondutor para o metal, e na polarização reversa o aumento da barreira de potencial (depleção) impede a condução de corrente [23][24]. A Figura 2.17 apresenta a estrutura básica de um diodo Schottky.

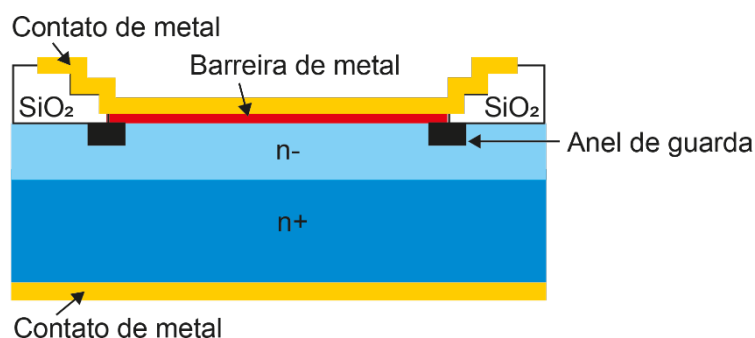


Figura 2.17 – Estrutura básica de um diodo Schottky.

Ao contrário dos diodos convencionais com junção formada por semicondutores p-n, nos diodos Schottky, a corrente é formada principalmente pelo fluxo de portadores majoritários. Desse modo, praticamente não existem efeitos de cargas armazenadas por portadores minoritários e, consequentemente, os diodos Schottky possuem portadores com duração menores que 100 ps, permitindo um chaveamento extremamente rápido, o que possibilita seu uso em altas frequências. Outra diferença importante entre os diodos convencionais com junção p-n e os diodos Schottky é a queda de tensão na polarização direta, que nos diodos convencionais é cerca de 0,6 V, enquanto que, nos diodos Schottky, essa

queda de tensão é de aproximadamente 0,3 V. A Figura 2.18 mostra uma comparação entre os diodos convencionais com junção p-n e os diodos Schottky.

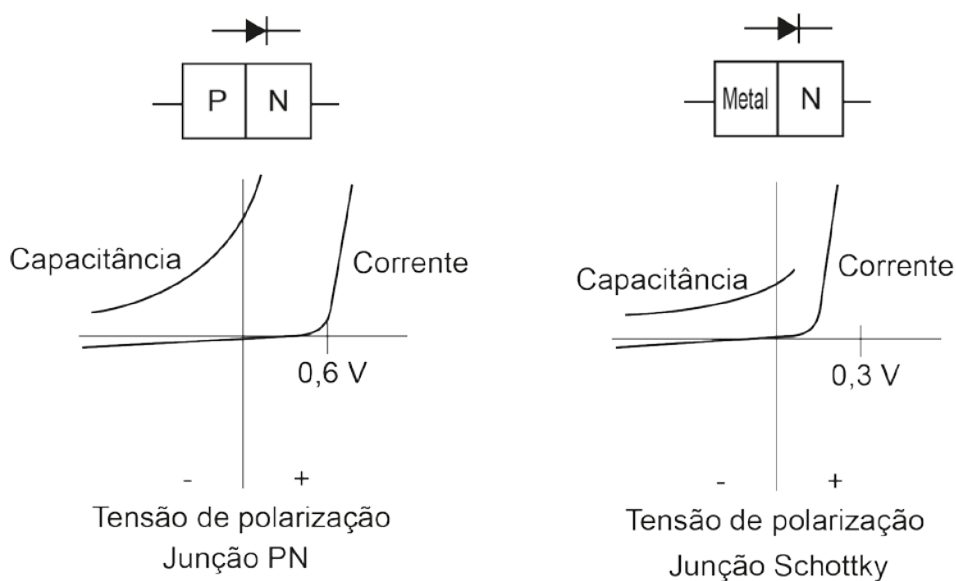


Figura 2.18 – Comparativo entre um diodo convencional com junção p-n e um diodo Schottky.

As Equações 2.55 e 2.56 relacionam a corrente e a tensão numa diodo de barreira Schottky [25]:

$$I = I_S \left(e^{\frac{qV}{nkT}} - 1 \right) \quad (2.55)$$

$$I_S = AA^* T^2 e^{\frac{-q\phi_B}{kT}} \quad (2.56)$$

Onde:

k = constante de Boltzmann = $1,38044 \times 10^{-23}$ J/K

T = temperatura absoluta em Kelvin

q = magnitude da carga do elétron = $1,6 \times 10^{-19}$ coulomb

I_S = corrente de saturação

A = área do diodo

n = fator de idealidade

$A^* = 4\pi q k^2 m^*/h^3 = 120(m^*/m) \text{ A/cm}^2 \cdot \text{K}^2$ (constante de Richardson, Tabela 2.1)

Tabela 2.1 – Valores experimentais para A^*

Semicondutor	A^* ($A/cm^2 \cdot K^2$)	Referência
n-Si	112 (+/- 6)	[26]
p-Si	32 (+/- 2)	[26]
n-GaAs	0,41 (+/- 0,15)	[27]
p-GaAs	7 (+/- 1,5)	[27]

ϕ_B = altura da barreira dada por:

$$\phi_B = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{AA^* T^2}{I_S} \right) \quad (2.57)$$

A região de depleção de um diodo Schottky é um isolador que separa duas regiões condutoras (camada de metal e camada semicondutora), sendo que desse modo é formado um capacitor de placas paralelas. A capacitância desta região é determinada pelas dimensões físicas da junção, bem como pelo padrão de dopagem da camada semicondutora. A espessura da camada de depleção pode ser afetada pela magnitude de uma tensão aplicada externamente, ou seja, uma tensão aplicada com polarização direta pode reduzir a espessura da camada de depleção produzindo um efeito de aproximação das placas de um capacitor. Uma tensão aplicada com polarização reversa pode aumentar a espessura da camada de depleção produzindo o efeito de separação das placas de um capacitor. Na Equação 2.58, temos capacitância por unidade de área de um diodo Schottky [28]:

$$C = A \sqrt{\frac{q\varepsilon}{2} \frac{N_a N_d}{(N_a + N_d)}} \frac{1}{\sqrt{\phi_B - V}} \quad (2.58)$$

Onde:

C = capacitância da junção

A = área de contato

q = carga de um elétron

ε = permissividade do semicondutor

N_a e N_d = concentração de dopantes

ϕ_B = altura da barreira

V = tensão

2.3.3 Multiplicadores de Tensão

Como os níveis de tensão obtidos na retificação do sinal de RF em CC podem ser muitos baixos, é necessário um multiplicador de tensão para melhorar o nível de tensão na saída do circuito retificador. Existem muitas topologias de multiplicadores de tensão, sendo que Villard/Greinacher (também conhecida como Cockcroft-Walton) e Dickson são muito conhecidas na literatura, sendo utilizadas com diferentes níveis de sucesso [29][30][31][32]. A topologia Villard/Greinacher foi empregada no projeto deste trabalho por ser a mais utilizada em circuitos retificadores com baixa tensão de entrada. A Figura 2.19 apresenta o multiplicador de tensão com topologia Villard/Greinacher utilizado neste trabalho.

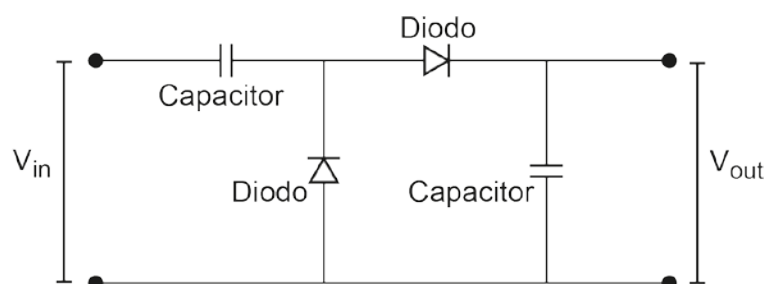


Figura 2.19 – Multiplicador de tensão com topologia Villard/Greinacher.

O circuito apresentado na Figura 2.19 também pode ser chamado de dobrador de tensão, uma vez que em teoria a tensão de saída é aproximadamente o dobro da tensão de entrada. Para uma análise, o circuito pode ser dividido em duas seções, cada uma contendo um diodo e um capacitor. Na primeira seção, o capacitor é carregado na metade negativa do sinal de RF de entrada e descarregado na metade positiva do ciclo de entrada. Na segunda seção, o diodo e o capacitor formam um detector de pico, removendo boa parte do ruído e preservando a tensão de pico na saída. Uma característica importante deste circuito é que quando são colocados vários estágios em série como mostrado na Figura 2.20, eles apresentam comportamento semelhante a baterias em série e é possível conseguir uma tensão maior na saída.

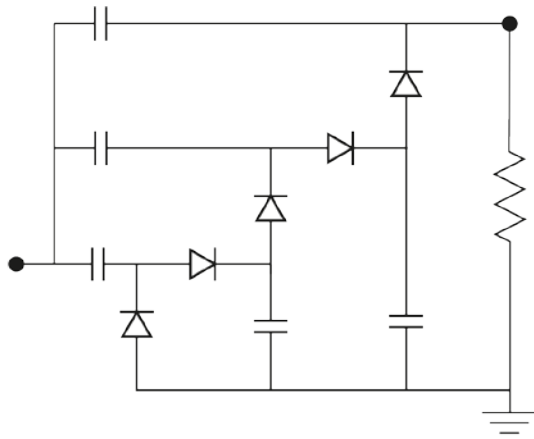


Figura 2.20 – Multiplicador de tensão com topologia Villard/Greinacher e vários estágios.

3 PROJETO DA RECTENNA

3.1 ASPECTOS GERAIS DO PROJETO DE UMA RECTENNA

A composição básica de uma rectenna consiste de uma antena para capturar a energia eletromagnética (RF), seguida por um circuito de casamento de impedâncias, que tem a função de realizar o casamento de impedâncias entre a antena e o circuito retificador e, desse modo, também exercer a função de um filtro passa-baixa para atenuar as harmônicas de ordem superior geradas pelo circuito retificador. O circuito retificador tem a função de transformar corrente elétrica alternada (CA) em corrente contínua (CC). Após o circuito retificador, existe um filtro passa-baixa para também atenuar as harmônicas de ordem superior e, por fim, existe uma carga que irá receber a energia eletromagnética capturada e convertida em corrente contínua. A Figura 3.1 apresenta o diagrama de blocos de uma rectenna.

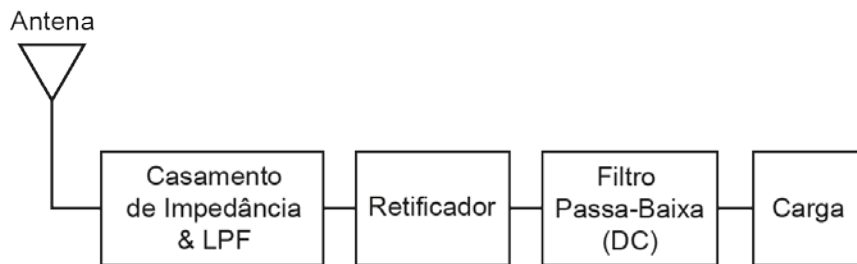


Figura 3.1 – Diagrama de blocos de uma rectenna.

Uma das principais métricas para medir a performance de uma rectenna é a eficiência da rectenna no processo de conversão da energia eletromagnética capturada pela antena ($P_{RF_{in}}$) em corrente contínua (P_{DC}), dada por:

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF_{in}}} \quad (3.1)$$

Para atingir a máxima eficiência na conversão de RF em CC, é necessário ter um perfeito casamento de impedâncias entre a antena e o circuito retificador, sendo, portanto, o circuito de casamento de impedâncias fundamental na performance da rectenna.

Contudo, como visto nas seções 2.3.1 e 2.3.2 a impedância do diodo é alterada em função da frequência de operação (f) e também em função da potência de entrada ($P_{RF_{in}}$) e consequentemente a impedância do circuito retificador também é alterada em função da frequência e da potência do sinal de entrada. E como a potência convertida em CC (P_{DC}) depende da resistência da carga (R_L), é possível afirmar que a eficiência da rectenna depende principalmente das variáveis: frequência de operação (f), potência do sinal de entrada ($P_{RF_{in}}$) e da resistência da carga (R_L):

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF_{in}}} = \eta(f, P_{RF_{in}}, R_L) \quad (3.2)$$

Para obter o melhor casamento de impedância entre a antena e o circuito retificador e, desse modo, a melhor eficiência da rectenna, é fundamental a escolha da frequência de operação da rectenna juntamente com um nível adequado de potência de sinal de entrada. Como o objetivo desse trabalho é obter uma rectenna com dimensões reduzidas e boa eficiência, é adequado a escolha de uma frequência de operação mais alta, uma vez que como visto na Seções 2.2.3 e 2.2.4, pois quanto maior a frequência de operação, menor as dimensões físicas de uma antena de microfita. Também deve-se levar em consideração uma frequência de operação que permita a operação da rectenna dentro das normas legais. Uma boa escolha, neste caso, é a banda ISM (Industrial, Scientific and Medical) de 2,4 GHz até 2,5 GHz, que pode ser utilizada no mundo todo, desde que respeitando os limites legais de níveis de potência. Desse modo, a frequência de 2,45 GHz que fica no centro da banda ISM é uma escolha adequada para a frequência de operação da rectenna deste trabalho.

Uma vez determinada a frequência de operação da rectenna, é importante determinar o nível de potência do sinal de entrada no circuito retificador que é outra variável importante no casamento de impedância entre a antena e o circuito retificador, devido a variação da impedância do diodo em função da potência. É importante estabelecer um intervalo de operação, uma vez que a potência do sinal de entrada vai variar em função da distância entre o transmissor e a rectenna, conforme visto na Seção 2.1. Também é importante estabelecer a potência máxima que será recebida dentro das normas legais, e para isso, pode-se utilizar a

norma da FCC que estabelece um limite de até +36 dBm (~4 W) EIRP em modo não contínuo e em situações específicas para a frequência de 2,45 GHz [33].

Assim, usando a Equação 2.1, calcula-se a atenuação no espaço livre para as distâncias de 0,5 m e 4,0 m considerando um ganho unitário para a transmissão e recepção, obtendo-se então uma atenuação de aproximadamente 34,20 dB para uma distância de 0,5 m e aproximadamente 52,26 dB para uma distância de 4,0 m.

Desse modo, será incidente sobre a rectenna uma potência entre aproximadamente +1,8 dBm e -16,26 dBm, se estiver a uma distância entre 0,5 m e 4 m do transmissor com +36 dBm de potência.

Estipulados os níveis de potência que serão recebidos pela rectenna e a frequência de operação, é possível iniciar o projeto da rectenna seguindo os objetivos estabelecidos desde o início deste trabalho: uma rectenna compacta e com boa eficiência. Nas próximas seções, serão desenvolvidas a antena, em seguida o circuito retificador, depois o casamento de impedância entre a antena e o retificador e finalmente a integração entre todos os componentes da rectenna.

3.2 PROJETO DA ANTENA

3.2.1 Seleção da Topologia da Antena de Microfita e do Substrato

Para iniciar o desenvolvimento da parte de antena da rectenna, foi necessário realizar a escolha do tipo de antena e os critérios para seleção foram estabelecidos a partir dos objetivos principais do projeto: rectenna compacta e com boa eficiência. A escolha de utilizar antenas de microfita no projeto está relacionada ao fato de as antenas de microfita apresentarem as seguintes características:

- As antenas de microfita apresentam um perfil pequeno, o que proporciona uma antena mais compacta e de fácil integração com outros circuitos eletrônicos;
- Possibilidade de redução de dimensões através de diversas técnicas, além da possibilidade de se ajustar a largura de banda, o padrão de radiação, etc. Ou seja, as antenas de microfita são muito versáteis;

- As antenas de microfitas são de fácil confecção e de baixo custo de produção.

E dentre as diversas topologias de antenas de microfitas disponíveis para o início do desenvolvimento, a topologia escolhida foi a retangular pelo motivo de possibilitar a utilização de técnica de miniaturização baseada em estruturas fractais e também pelo fato de ser uma estrutura simples e amplamente estudada.

O substrato escolhido para a confecção da antena de microfita foi o substrato categoria FR-4 que é uma designação NEMA (*National Electrical Manufacturers Association*) para um material composto de fibra de vidro e resina epóxi que é resistente à chama e muito utilizado na confecção de placas de circuitos eletrônicos. O FR-4 empregado possui uma constante dielétrica $\epsilon_r = 4,2$, tangente de perda $\delta = 0,02$ e espessura $h = 2,5$ mm. A utilização de um substrato com espessura de 2,5 mm ao invés do tradicional 1,6 mm é para compensar parte da perda de ganho causadas pelas técnicas de miniaturização. A Figura 3.2 mostra a simulação do ganho da antena em função de valores da espessura do substrato que estão disponíveis comercialmente, o que está de acordo com outros trabalhos publicados [34] [35].

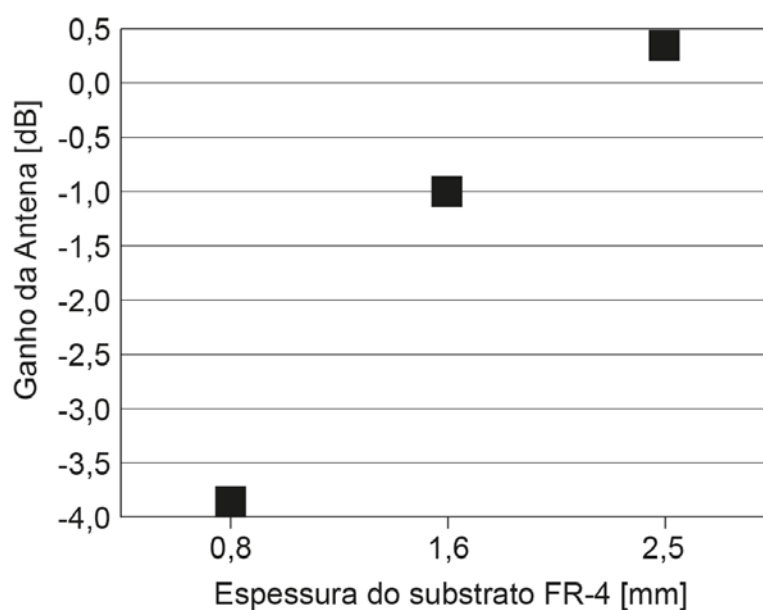


Figura 3.2 – Valores simulados do ganho da antena em função da espessura do substrato.

3.2.2 Cálculos Iniciais e Miniaturização da Antena

O ponto de partida foi o cálculo das dimensões de uma antena de microfita retangular conforme descrito na Seção 2.2.3 e as dimensões obtidas foram de $L=29,12$ mm e $W = 37,97$ mm. Pode-se tornar a plaqueta retangular em uma plaqueta quadrada tornando a dimensão de W igual a dimensão de L , ou seja, $W = L = 29,12$ mm [36]. Contudo, deve-se observar que, ao tornar a dimensões W e L iguais, ocorrerá um pequeno desvio na frequência de ressonância e uma alteração na impedância de entrada, mas essas alterações podem ser ajustadas durante os processos de simulação e otimização que serão realizados após a aplicação das técnicas de miniaturização. A impedância de entrada também pode ser ajustada através da mudança da localização do ponto de alimentação da antena.

Com as dimensões calculadas para a antena de microfita de plaqueta quadrada, utilizou-se então a geometria fractal baseada na curva de Koch conforme mostrado na Figura 3.3.

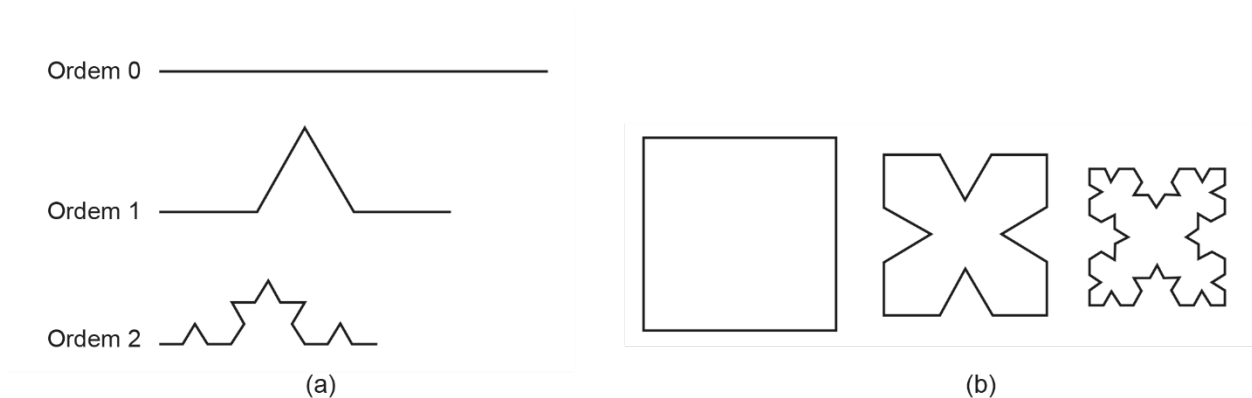


Figura 3.3 – (a) curva de Koch. (b) Iterações da curva de Koch em uma antena de microfita com plaqueta quadrada.

A geometria fractal da curva de Koch pode ter infinitas iterações, contudo utilizou-se apenas uma única iteração devido ao fato de que a primeira iteração possui a melhor relação entre redução do tamanho e o ganho da antena. Isso se deve ao fato de que a cada iteração ocorre uma redução no ganho da antena, pois adicionar pequenas estruturas na plaqueta da antena não ajuda muito no aumento do comprimento elétrico da antena, pois a corrente na plaqueta não necessariamente segue o caminho das pequenas estruturas conforme pode ser visto na Figura 3.4 [37].

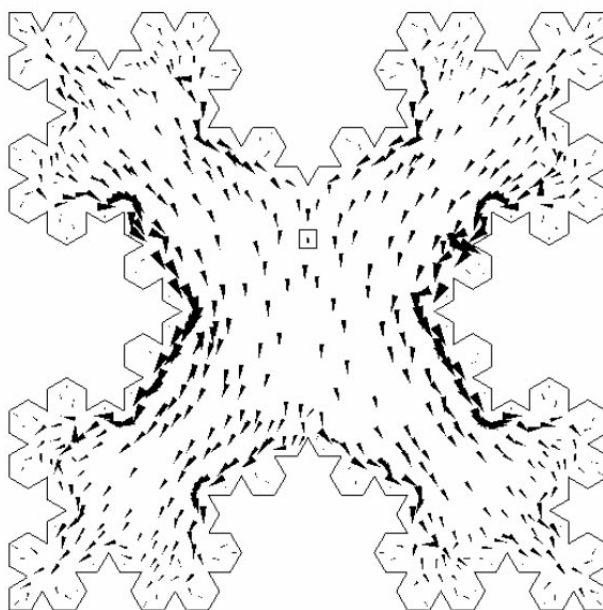


Figura 3.4 – Caminho da corrente na superfície da plaqueta com estrutura fractal.

Também deve-se observar que a cada iteração ocorre um aumento na complexidade da estrutura geométrica o que dificulta a implementação prática dessa estrutura utilizando técnicas simples de fabricação de placas de circuito impresso.

Observando a simetria da geometria da plaqueta após a aplicação da curva de Koch com uma iteração, substitui-se os quatro cantos por arcos, formando assim uma estrutura circular conforme pode ser visto na Figura 3.5 e obtendo assim uma plaqueta com área menor. Existe uma semelhança entre antena de microfita desse trabalho com a antena de microfita de plaqueta circular tradicional, contudo a aplicação do fractal da curva de Koch numa geometria quadrada e sua posterior transformação numa geometria circular é mais simples do que partir diretamente de uma plaqueta com geometria circular.

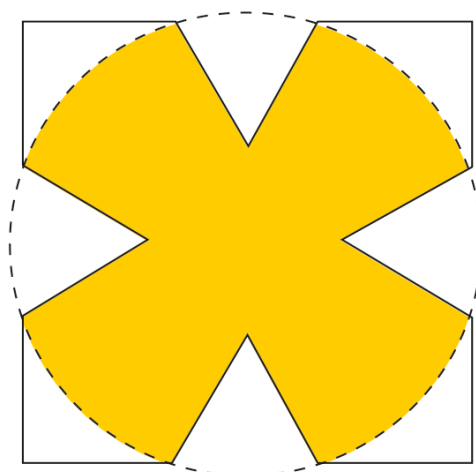


Figura 3.5 – Plaqueta circular obtida a partir da plaqueta quadrada com fractal de curva de Koch.

Também foram adicionadas quatro fendas simétricas para obter um aumento no perímetro da plaqueta, o que possibilitou uma redução adicional nas dimensões sem comprometer o ganho da antena na frequência de operação. As dimensões das fendas foram otimizadas durante as simulações. A estrutura da plaqueta com as fendas pode ser vista na Figura 3.6.



Figura 3.6 – Estrutura da plaqueta com as fendas.

Para alimentação da antena, o método escolhido foi por meio de sonda coaxial, pois esse método não ocupa espaço físico adicional conforme pode ser visto na Figura 2.4 (B). Para determinar uma posição inicial da sonda coaxial numa plaqueta retangular, foi utilizada a

Equação 2.22 da Seção 2.2.3 e obteve-se a posição $x_0 = W/2 = 14,5$ mm e $y_0 = \sim 10$ mm a partir da borda. Contudo, esses valores são válidos para uma plaqueta retangular e servem como ponto de partida para as simulações [38].

As dimensões finais da antena de microfita são determinadas pelas dimensões do plano de terra que influenciam o ganho e o padrão de radiação da antena [39] [40]. Para uma primeira aproximação, foi utilizado um plano de terra com as dimensões da plaqueta mais seis vezes a altura do substrato em cada eixo. As dimensões do plano de terra foram otimizadas durante as simulações para serem as menores possíveis e mantendo um ganho aceitável.

3.2.3 Simulações e Medidas da Antena

Uma vez obtidas as dimensões iniciais da parte da antena da rectenna, foram realizadas as simulações da antena através do simulador Ansoft HFSS [41], como pode ser visto na Figura 3.7.

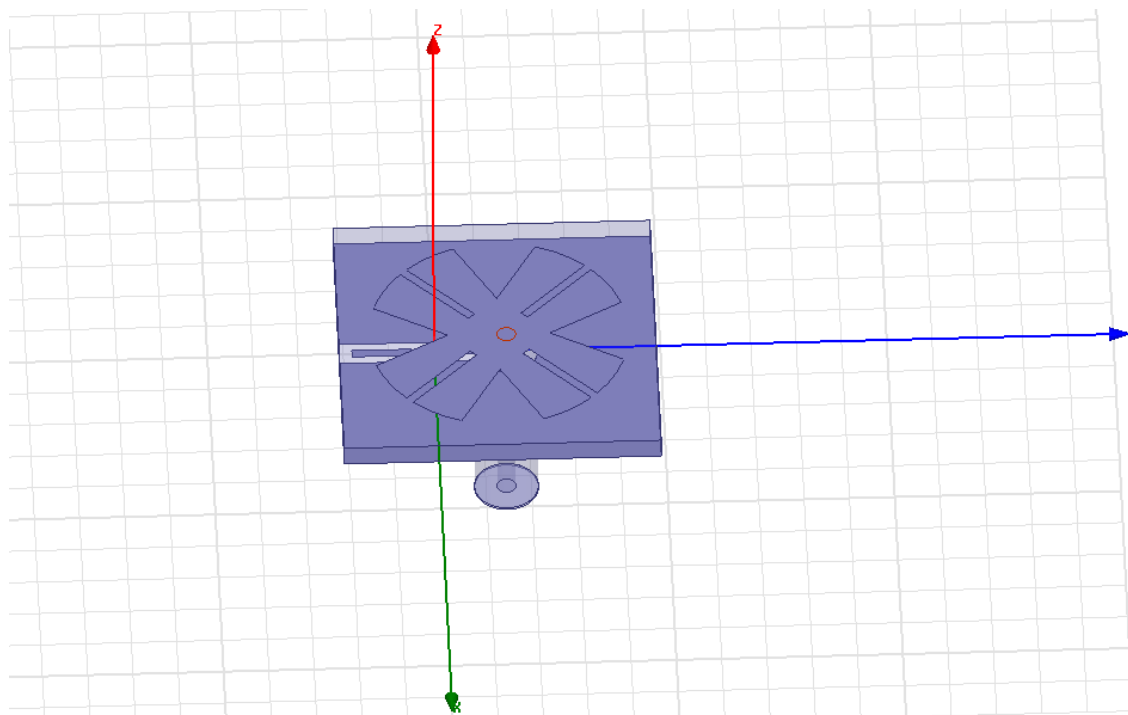


Figura 3.7 – Antena construída no Ansoft HFSS para simulação.

Através de simulações, foram realizadas otimizações nas dimensões inicialmente calculadas para a antena até serem obtidas as menores dimensões possíveis mantendo um ganho que permitisse uma boa eficiência da rectenna. Na Figura 3.8, temos as dimensões da antena.

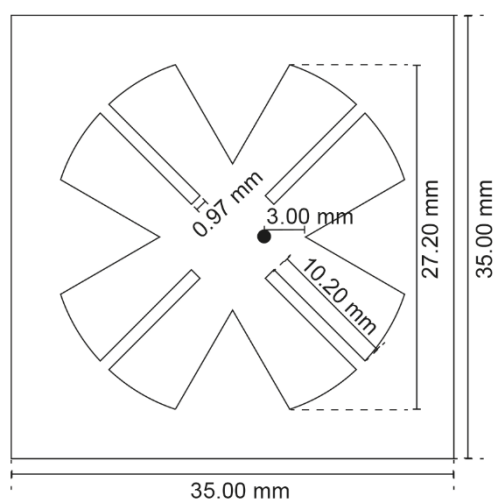


Figura 3.8 – Dimensões da antena após as otimizações obtidas com as simulações.

O modelo simulado da antena foi fabricado através de técnica de fresagem utilizando uma fresadora CNC para prototipagem. A Figura 3.9 mostra a imagem da antena fabricada com o conector SMA.



Figura 3.9 – Foto da antena fabricada com o conector SMA para realização das medidas.

Com o protótipo da antena, foram realizadas medições e comparações entre o modelo simulado e o protótipo. A Figura 3.10 apresenta a antena sendo medida em um analisador de rede vetorial HP 8714B.



Figura 3.10 – Antena sendo medida no analisador de redes vetorial.

A Figura 3.11 mostra o parâmetro S_{11} simulado e medido no protótipo.

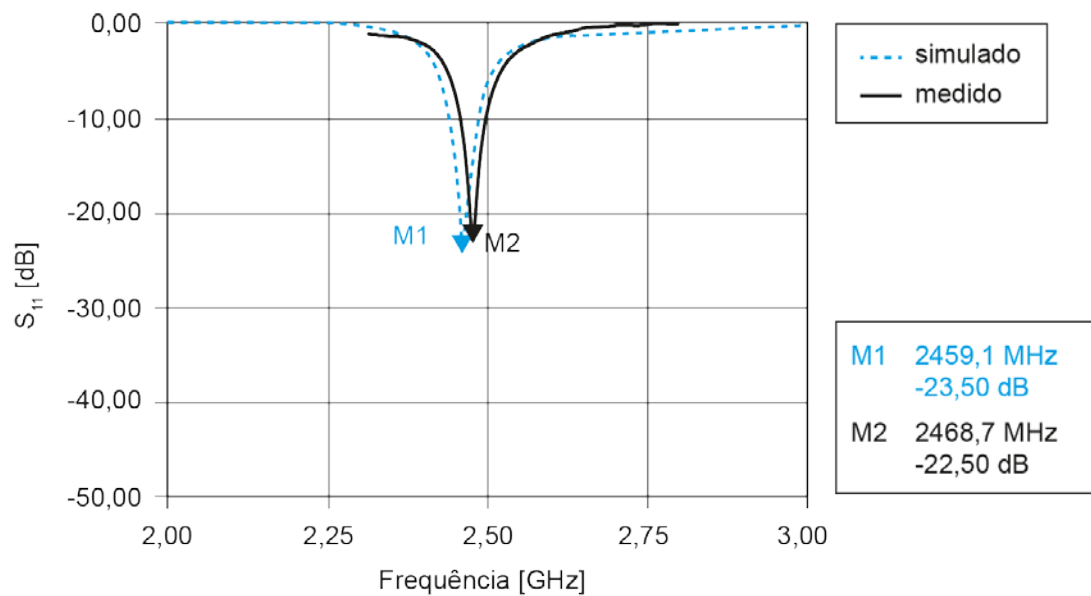


Figura 3.11 – Parâmetro S_{11} simulado e medido da antena.

A impedância do protótipo da antena medida no analisador de redes vetorial em formato Carta de Smith é apresentada na Figura 3.12 e a partir dessa medida foi realizado o casamento de impedância com o circuito retificador cuja impedância também medida com o analisador de redes vetorial, conforme será visto mais adiante.

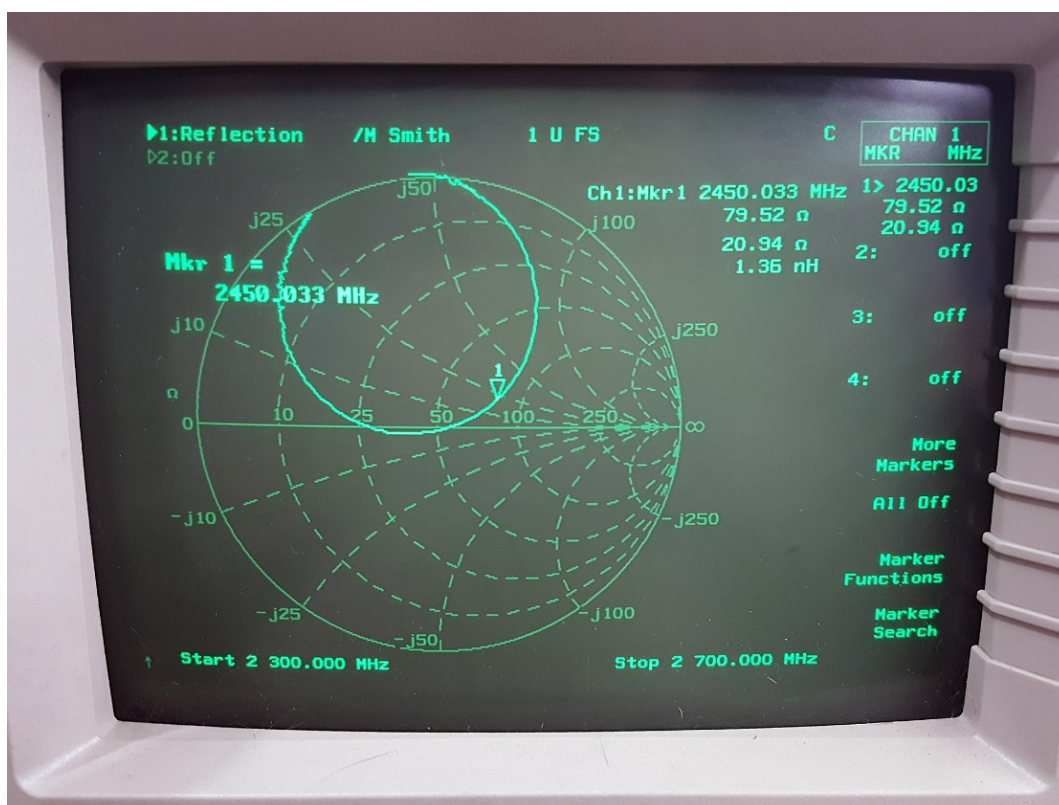


Figura 3.12 – Carta de Smith da impedância da antena obtida no analisador de redes vetorial.

Medidas do padrão de radiação e ganho foram realizadas em câmara anecoica e o relatório de ensaio encontra-se no Anexo A. Na Figura 3.13, é mostrada a simulação e as medidas em câmara anecoica do padrão de radiação da antena para a frequência de 2,5 GHz.

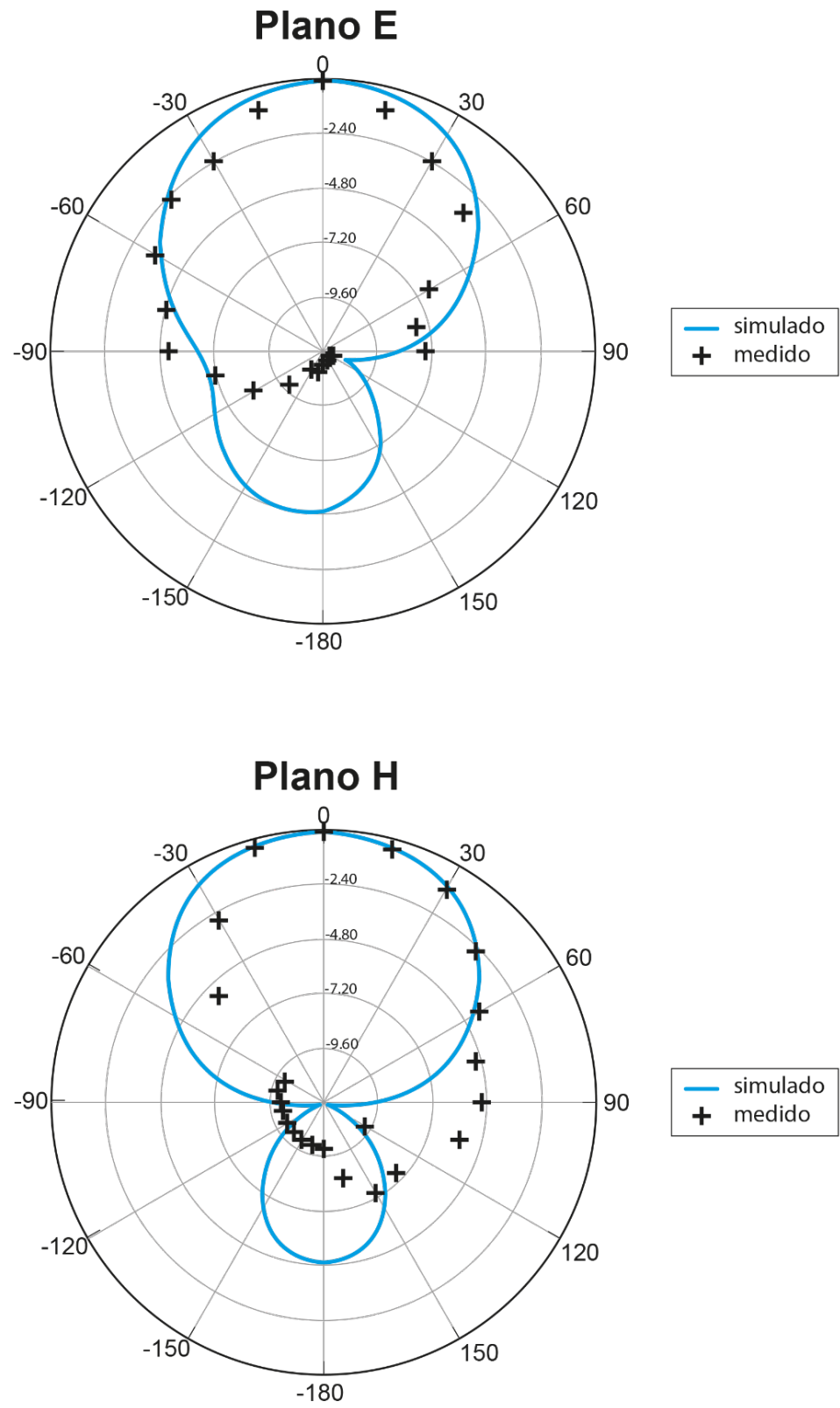


Figura 3.13 – Simulação e medida em câmara anecoica do padrão de radiação da antena.

O ganho realizado da antena (que inclui as perdas de casamento de impedâncias) foi de -0,19 dB para a simulação e -1,61 dB para a medida em câmara anecoica na frequência de 2,5 GHz. Na Figura 3.14, é mostrada a simulação em 3D do ganho realizado da antena.

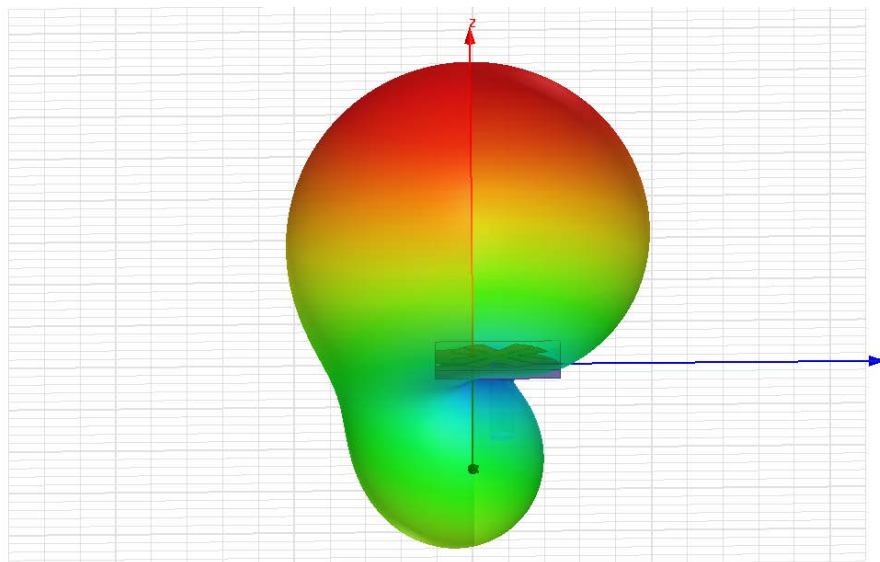


Figura 3.14 – Simulação em 3D do ganho realizado da antena.

Já na Figura 3.15, é mostrada a simulação das correntes de superfície (J-field) na antena, onde podemos verificar que as fendas forçam o desvio das correntes de superfície, aumentando artificialmente o comprimento elétrico da antena e obtendo uma antena com dimensões menores.

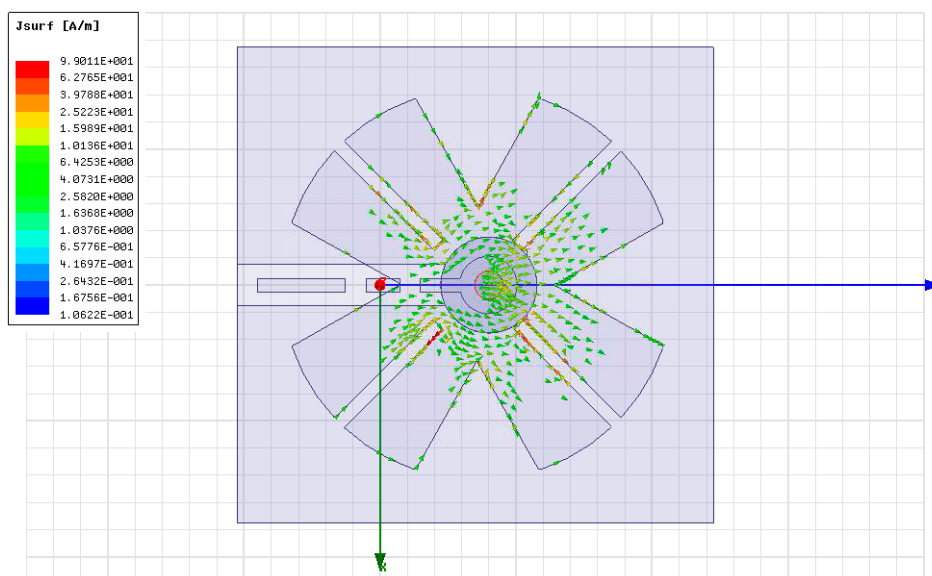


Figura 3.15 – Simulação da magnitude do campo J (J-field).

Pelas Figuras 3.16 e 3.17, é possível concluir que a polarização da antena é linear, uma vez que sua razão axial é muito maior que 3 dB e o vetor E apresenta um comportamento linear em função da fase.

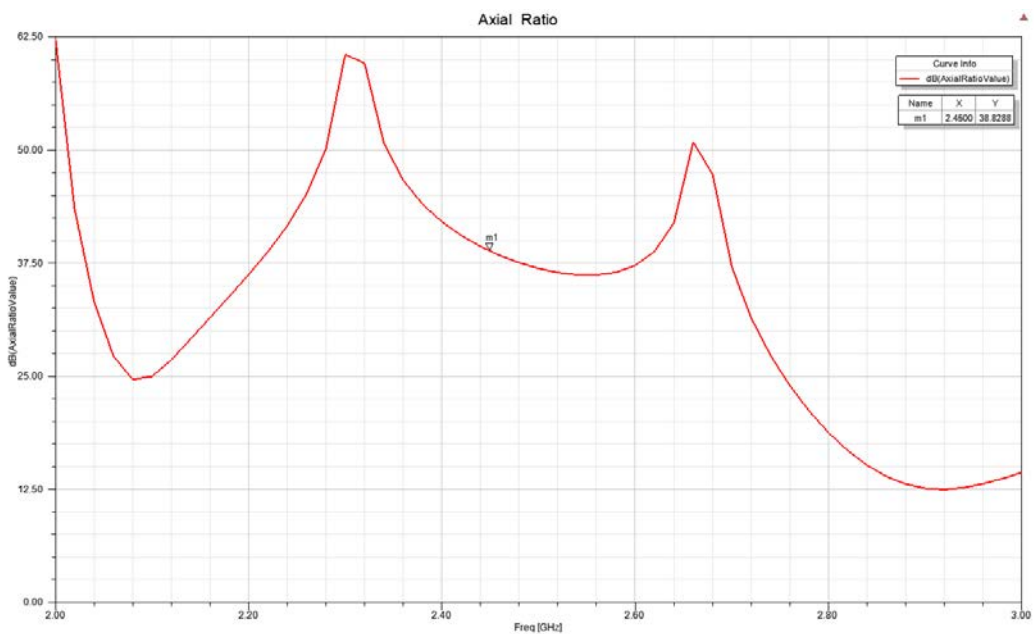


Figura 3.16 – Simulação da razão axial.

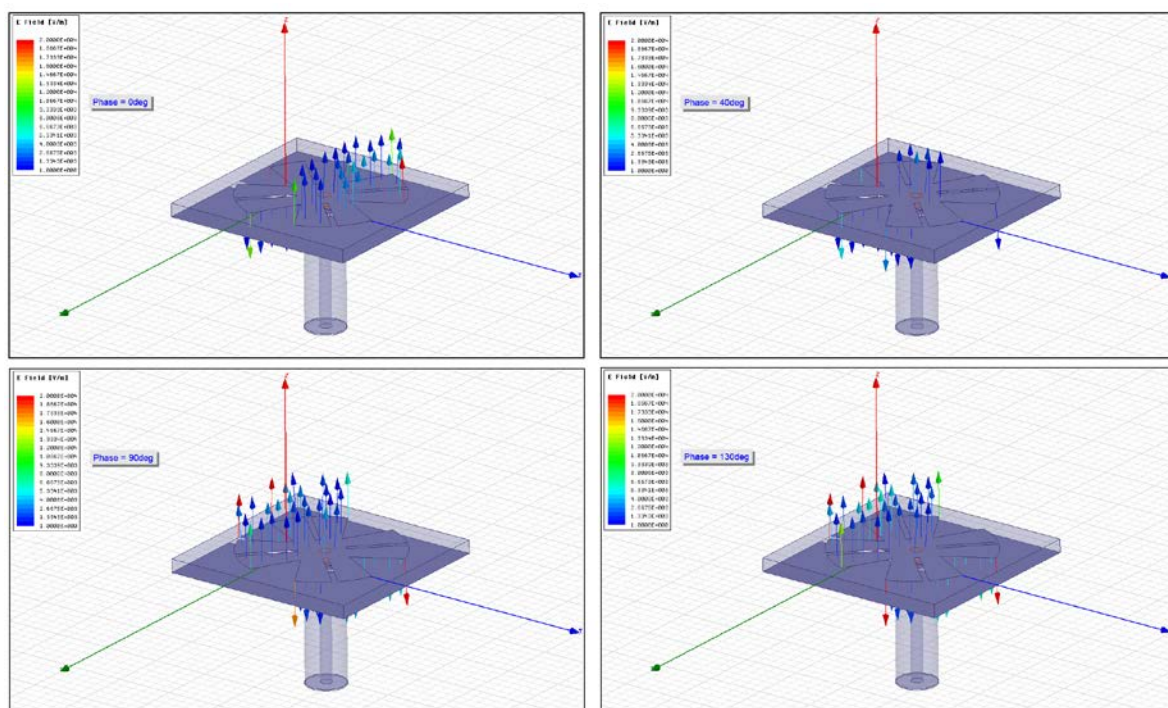


Figura 3.17 – Simulação do vetor E com a variação da fase.

3.3 PROJETO DO RETIFICADOR

3.3.1 Seleção do diodo Schottky

Para o projeto do retificador, o ponto de partida é a seleção dos diodos Schottky que serão utilizados e, para essa seleção, inicialmente deve-se levar em consideração a frequência de operação e a intensidade do sinal recebido, entre outros fatores. A frequência de operação da rectenna deste trabalho é de 2,45 GHz e a potência incidente sobre a rectenna está entre aproximadamente +1,8 dBm e -16,26 dBm, como visto na Seção 3.1, o que é uma potência pequena. Desse modo, deve-se considerar a escolha de diodos Schottky Detector Zero Bias que não necessitam de uma corrente de polarização e são muito sensíveis em relação ao nível de potência dos sinais de entrada [42] [43] [44]. Além disso, os diodos Schottky possuem um rápido chaveamento, o que os torna capaz de operar em altas frequências, como visto na Seção 2.3.2.

Ao se realizar uma busca por diodos Schottky Detector Zero Bias disponíveis comercialmente, foi encontrado o SMS7630-079LF da Skyworks que opera em frequências acima de 24 GHz e possui tensão de polarização direta entre 60 e 120 mV para uma corrente de 0,1 mA. A Tabela 3.1 apresenta as principais especificações elétricas do diodo SMS7630-079LF para uma temperatura ambiente $T_A = +25^\circ\text{C}$. A Figura 3.18 mostra o gráfico da tensão detectada (mV) a partir da potência de entrada (dBm) e a Figura 3.19 apresenta tensão direta (mV) obtida a partir da corrente direta de polarização (mA). Todas as informações foram obtidas no *datasheet* do diodo [45].

Tabela 3.1 – Especificações elétricas do diodo SMS7630-079LF ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Capacitância da junção (C_T) típica para 0,15 V (pF)	Tensão de polarização direta V_F para 0,1 mA (mV)	Tensão de polarização direta V_F para 1 mA (mV)	R_V típico (Ω)
0,3	60 - 120	135 - 240	5000

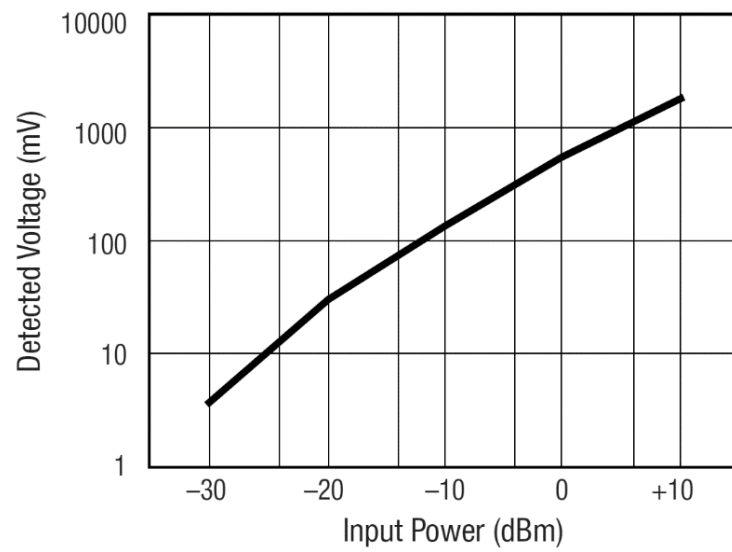


Figura 3.18 – Potência de entrada (dBm) x Tensão detectada (mV) para 1,8 GHz.

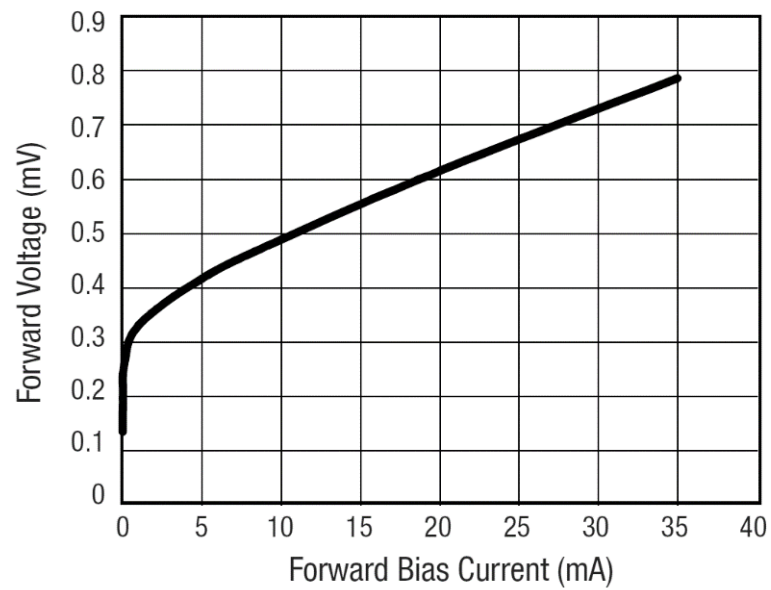


Figura 3.19 – Tensão direta (mV) x Corrente direta de polarização (mA).

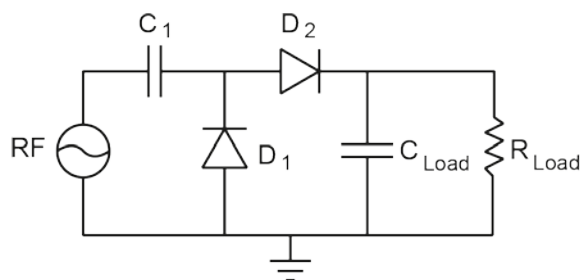
A Tabela 3.2 mostra os parâmetros SPICE do diodo SMS7630-079LF obtidos no datasheet do fabricante [45], que serão utilizados na simulação do circuito retificador.

Tabela 3.2 – Parâmetros do modelo SPICE do diodo SMS7630-079 LF

Parâmetro	Unidade	Valor
I_S	A	5E-6
R_S	Ω	20
N	-	1,05
TT	sec	1E-11
C_{J0}	pF	0,14
M	-	0,40
E_G	eV	0,69
XTI	-	2
F_C	-	0,5
B_V	V	2
I_{BV}	A	1E-4
V_J	V	0,34
L_S	nH	0,7

3.3.2 O Circuito Retificador

O circuito retificador basicamente consiste num circuito multiplicador de tensão de uma etapa, formando um dobrador de tensão conforme visto na Seção 2.3.3. A Figura 3.20 apresenta o esquemático do circuito retificador utilizado na rectenna deste trabalho.

**Figura 3.20** – Esquemático do circuito retificador.

Também é possível ver na Figura 3.20 uma resistência de carga R_{Load} e, desse modo, pode-se definir a potência P_{DC} como:

$$P_{DC} = \frac{V_{Out}^2}{R_{Load}} \quad (3.3)$$

Onde V_{Out} é a tensão gerada sobre R_{Load} .

O valor da resistência de carga pode ser escolhido através de simulação para se obter a maior eficiência na rectenna.

3.3.3 Simulações e Medidas do Retificador

Para realizar as simulações do circuito retificador, foi utilizado o software Keysight ADS (Advanced Design System) [46] com as informações do diodo SMS7630-079LF obtidas a partir do datasheet do fabricante e disponível na Tabela 3.2. A Figura 3.21 apresenta o circuito retificador simulado no Keysight ADS, incluindo as capacitâncias e indutâncias parasitas.

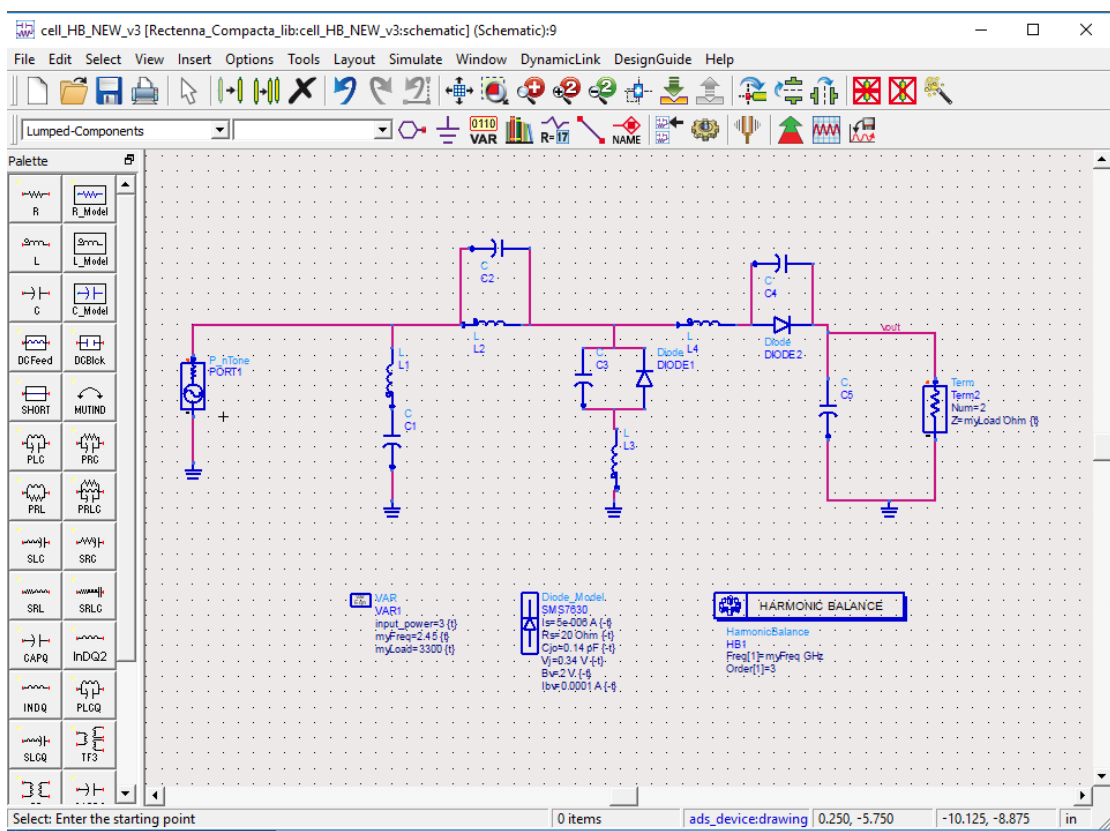


Figura 3.21 – Simulação do retificador no Keysight ADS.

A partir do modelo construído no Keysight ADS, é possível simular através do método do Balanceamento Harmônico (*Harmonic Balance*) a tensão de saída para um sinal de entrada com uma potência e uma frequência fundamental determinada. O Balanceamento Harmônico é uma técnica no domínio da frequência para cálculo numérico de soluções para circuitos não-lineares operando um regime estacionário periódico ou quase-periódico [47] [48] [49] [50]. A Figura 3.22 apresenta o gráfico da simulação da tensão de saída a partir de um sinal de entrada na frequência fundamental de 2,45 GHz e potência variando de -30 dBm até +10 dBm.

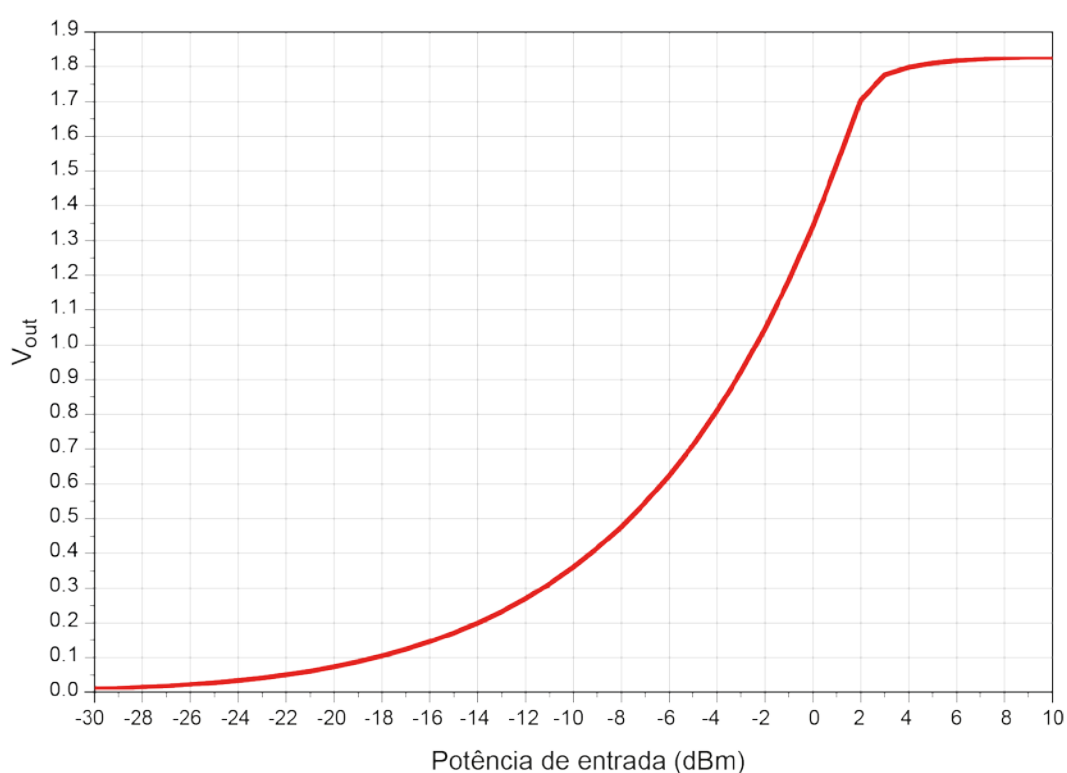


Figura 3.22 – Simulação da tensão de saída a partir de um sinal na frequência fundamental de 2,45 GHz e potência variando de -30 dbm até +10 dBm. Simulação realizada no Keysight ADS utilizando o método do Balanceamento Harmônico.

A partir da tensão de saída simulada com o método do Balanceamento Harmônico, é possível obter uma simulação da eficiência, conforme pode ser visto na Figura 3.23.

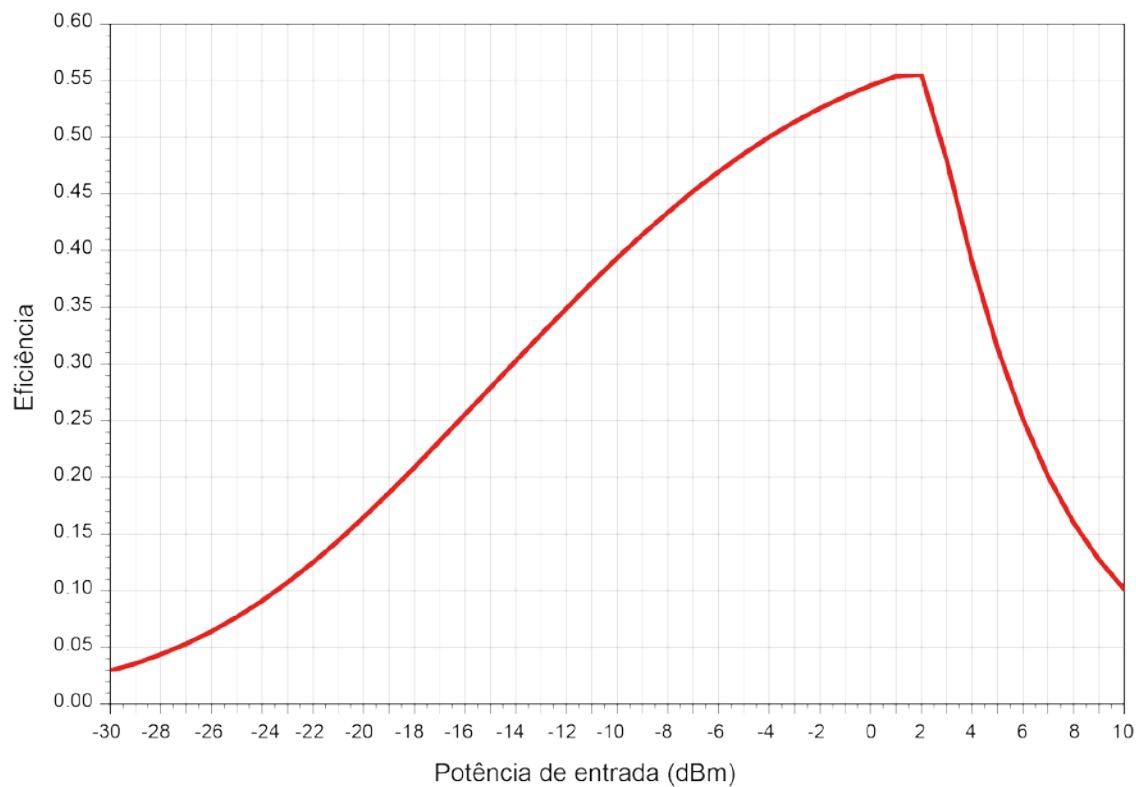


Figura 3.23 – Simulação da eficiência a partir de um sinal na frequência fundamental de 2,45 GHz e potência variando de -30 dbm até +10 dBm. Simulação realizada no Keysight ADS utilizando o método do Balanceamento Harmônico.

Através da simulação, é possível obter o valor da resistência de carga que fornece melhor eficiência para a rectenna. A Figura 3.24 mostra o gráfico da simulação da eficiência em função da resistência de carga com um sinal de entrada na frequência de 2,45 GHz e potência de +2 dBm.

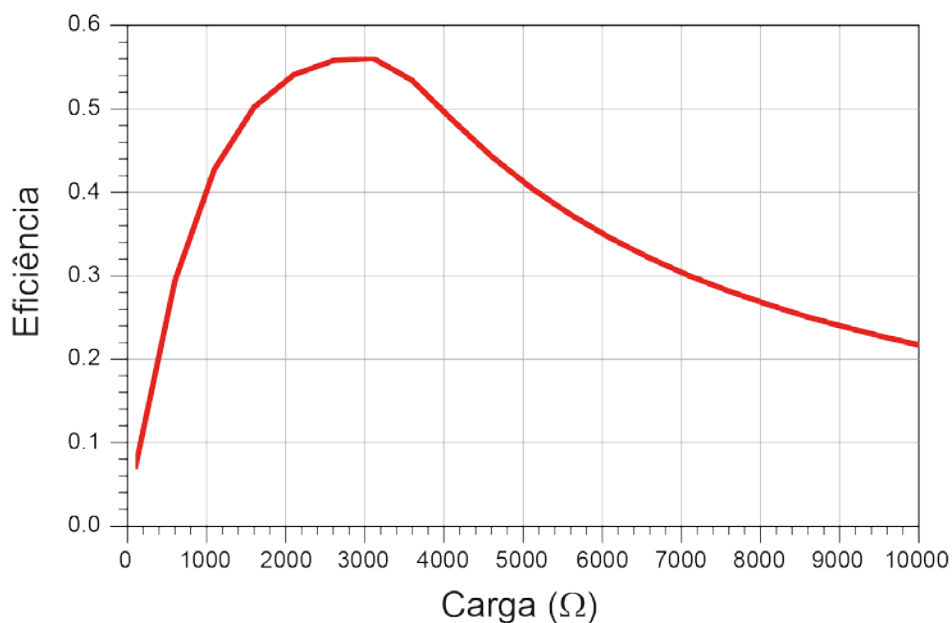


Figura 3.24 – Simulação da eficiência em função da resistência de carga com um sinal de entrada na frequência fundamental de 2,45 GHz e potência de +2 dbm.

A Figura 3.25 apresenta a Carta de Smith da impedância do protótipo do circuito retificador medida com o analisador de redes vetorial aplicando uma potência de +2 dBm.



Figura 3.25 – Carta de Smith no analisador de redes vetorial da impedância do protótipo do circuito retificador aplicando-se uma potência de +2 dBm.

3.4 INTEGRAÇÃO E CASAMENTO DE IMPEDÂNCIAS ENTRE A ANTENA E O CIRCUITO RETIFICADOR

Com os valores das impedâncias da antena (Figura 3.12) e do circuito retificador (Figura 3.25), a próxima etapa consiste em construir um circuito para realizar o casamento entre essas duas impedâncias, o que é essencial para a eficiência da rectenna.

Com o objetivo da rectenna ter a maior eficiência e, conseqüentemente, a máxima transferência de potência entre a antena e o circuito retificador, a circuito de casamento de impedâncias deve maximizar a tensão de entrada no circuito retificador com a melhor sensibilidade possível [51]. O circuito de casamento de impedâncias pode ser construído através de componentes ou através de estruturas de microfitas. A Figura 3.26 apresenta o circuito de uma rectenna genérica.

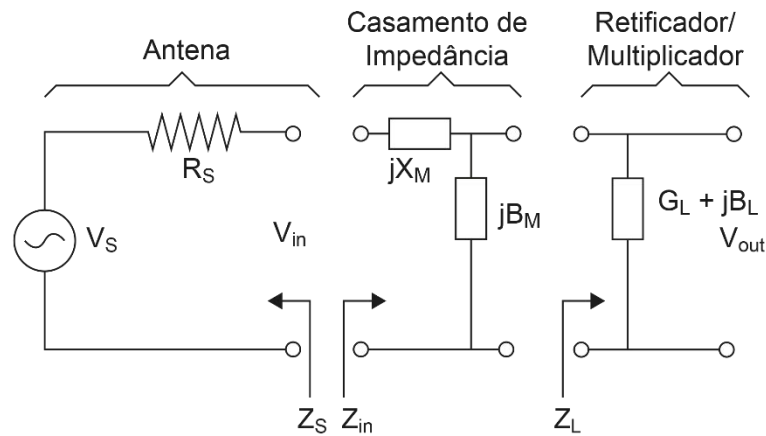


Figura 3.26 – Circuito de uma rectenna genérica.

Como pode ser visto na Figura 3.26 a rede de casamento de impedâncias pode ser do tipo "L-network". A potência de entrada P_{in} pode ser descrita como:

$$P_{in} = \frac{1}{2} V_{in}^2 \Re\{Y_{in}\} \quad (3.4)$$

Onde $Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}}$, $\Re\{Y_{in}\}$ denota a parte real de Y_{in} e V_{in} é mostrado na Figura 3.26.

Pela Figura 3.26 V_{in} é a tensão através da impedância Z_{in} , então é possível calcular V_{in} como:

$$V_{in} = \left(\frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_s} \right) V_s = \left(\frac{1}{1 + Y_{in} R_s} \right) V_s \quad (3.5)$$

Substituindo a Equação 3.5 na Equação 3.4:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{1}{1 + Y_{in} R_s} \right|^2 V_s^2 \Re\{Y_{in}\} \quad (3.6)$$

A potência de saída P_{out} é dada por:

$$P_{out} = \frac{1}{2} V_{out}^2 \Re\{Y_L\} \quad (3.7)$$

Onde V_{out} é a tensão de saída no retificador conforme mostrado na Figura 3.26 e Y_L é a admitância na entrada do circuito retificador/multiplicador.

Como mostrado na Figura 3.26, o casador de impedância “L-network” é utilizado para casar a impedância da antena com o circuito retificador e se assumir que é uma rede sem perdas, então a potência de saída é igual a potência de entrada e consequentemente o ganho de tensão G_V é dado por:

$$G_V = \frac{|V_{out}|}{|V_s|} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\Re\{Y_{in}\}}{\Re\{Y_L\}}} \quad (3.8)$$

A impedância de entrada Z_{in} pode ser calculada pelo modelo de rede mostrado na Figura 3.26 como:

$$Z_{in} = jX_M + \frac{1}{G_L + j(B_M + B_L)} = \frac{G_L}{G_L^2 + (B_M + B_L)^2} + jX_M - j \frac{B_M + B_L}{G_L^2 + (B_M + B_L)^2} \quad (3.9)$$

E para o casamento de impedâncias entre a antena e o retificador ocorrer, as seguintes condições devem ser satisfeitas:

$$R_s = \frac{G_L}{G_L^2 + (B_M + B_L)^2} \quad (3.10)$$

$$X_M = \frac{B_M + B_L}{G_L^2 + (B_M + B_L)^2} \quad (3.11)$$

Sendo a parte real da admitância de entrada dada por:

$$\Re\{Y_{in}\} = \frac{G_L^2 + (B_M + B_L)^2}{G_L} \quad (3.12)$$

E o ganho de tensão torna-se:

$$G_v = \frac{V_{out}}{V_s} = \frac{1}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{B_M + B_L}{G_L} \right)^2} = \frac{1}{2} \sqrt{1 + Q^2} \quad (3.13)$$

Onde Q é o fator de qualidade para a saída do circuito de casamento e dado por:

$$Q = \frac{B_M + B_L}{G_L} \quad (3.14)$$

Como G_L e B_L são definidos pelo circuito do retificador/multiplicador, então pela Equação 3.13 tem-se a impressão que pode-se escolher B_M para uma dada tensão de saída e, então, definir R_S e X_M pelas Equações 3.10 e 3.11. Contudo isso é um erro, pois desse modo se está assumindo que a escolha de V_s e R_S pode ser realizada de forma independente. O correto é escolher R_S e X_M em função da potência disponível a partir da antena dada por:

$$P_{in} = \frac{V_s^2}{8R_S} \quad (3.15)$$

Substituindo as Equações 3.15 e 3.10 na Equação 3.13:

$$V_{out} = G_v V_s = \sqrt{\frac{2P_{in}}{G_L}} \quad (3.16)$$

Desse modo, pela Equação 3.16, conclui-se que a tensão de saída é determinada pela potência disponível a partir da antena e pela parte real da admitância de entrada do retificador/multiplicador.

A Equação 3.16 é para uma máxima transferência de potência e uma máxima tensão na entrada do retificador. E, para descrever a tensão de saída V_{out} em termos da impedância do retificador, com $Z_L = R_L + jX_L$ e $Y_L = \frac{1}{Z_L}$:

$$V_{out} = \sqrt{2P_{in} \frac{R_L^2 + X_L^2}{R_L}} \quad (3.17)$$

A Figura 3.27 apresenta gráficos de V_{out} em função de diferentes níveis de potência de entrada com diferentes impedâncias para o circuito retificador.

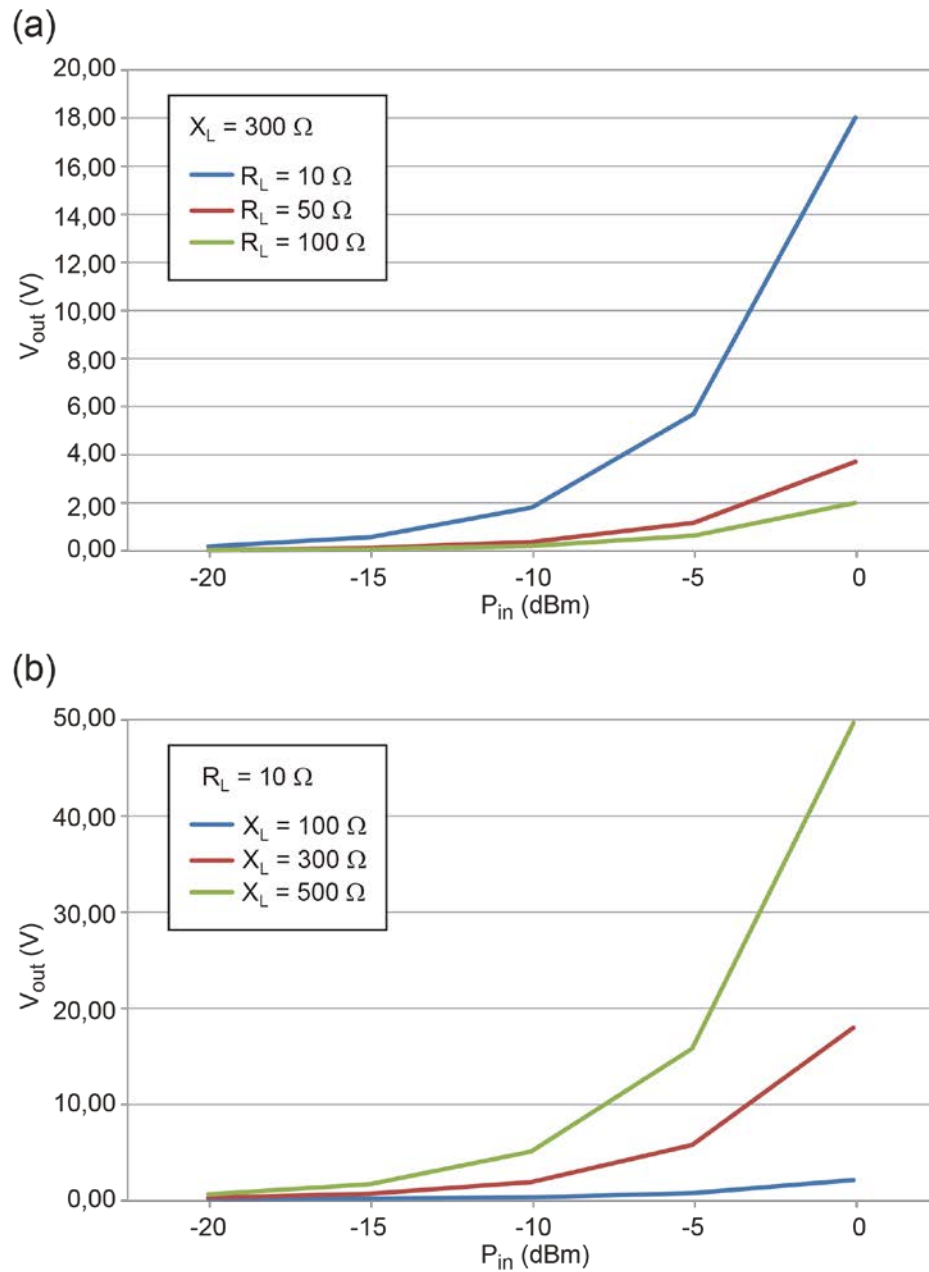


Figura 3.27 – Tensão de saída (V_{out}) em função de diferentes níveis de potência de entrada com diferentes impedâncias para o circuito retificador.

A tarefa de projetar circuitos para casar impedâncias pode ser realizada manualmente ou através de softwares que oferecem ferramentas específicas para esse tipo de trabalho, uma vez que pode ser laborioso realizar a tarefa manualmente, pois vários fatores devem ser levados em consideração, como, por exemplo, componentes com valores disponíveis comercialmente. O software Keysight ADS possui as ferramentas "*Impedance Matching Utility*" e "*Smith Chart Utility*" que facilitam a tarefa de fazer circuitos para casamento de impedâncias.

Nesse trabalho, foram calculados e utilizados circuitos de casamento de impedâncias com base nos valores medidos nos protótipos da antena e do circuito retificador para garantir a melhor eficiência da rectenna nas medidas realizadas com o protótipo. A Figura 3.28 apresenta o circuito de casamento de impedância utilizado na simulação.

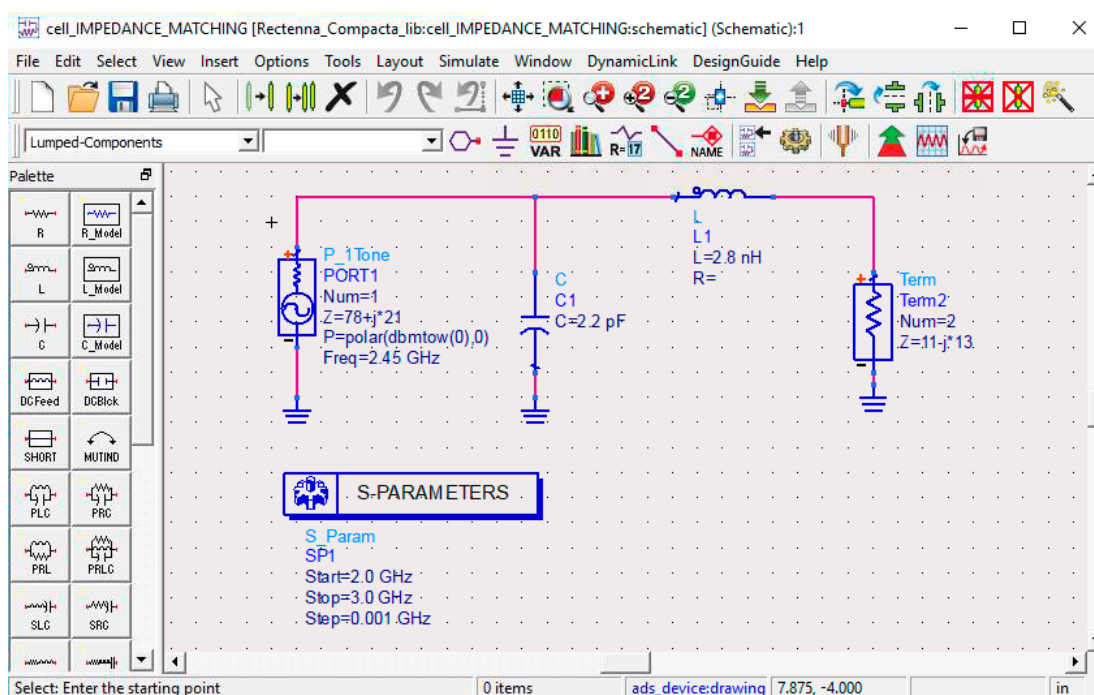


Figura 3.28 – Circuito de casamento de impedâncias calculado no Keysight ADS.

A Figura 3.29 apresenta a Carta de Smith do parâmetro S_{11} do circuito simulado na Figura 3.28 e como pode ser visto, existe uma pequena discrepância entre a impedância utilizada no circuito e a impedância ideal. Essa pequena discrepância se deve ao fato de que foram utilizados valores para o capacitor e indutor que estão disponíveis comercialmente.

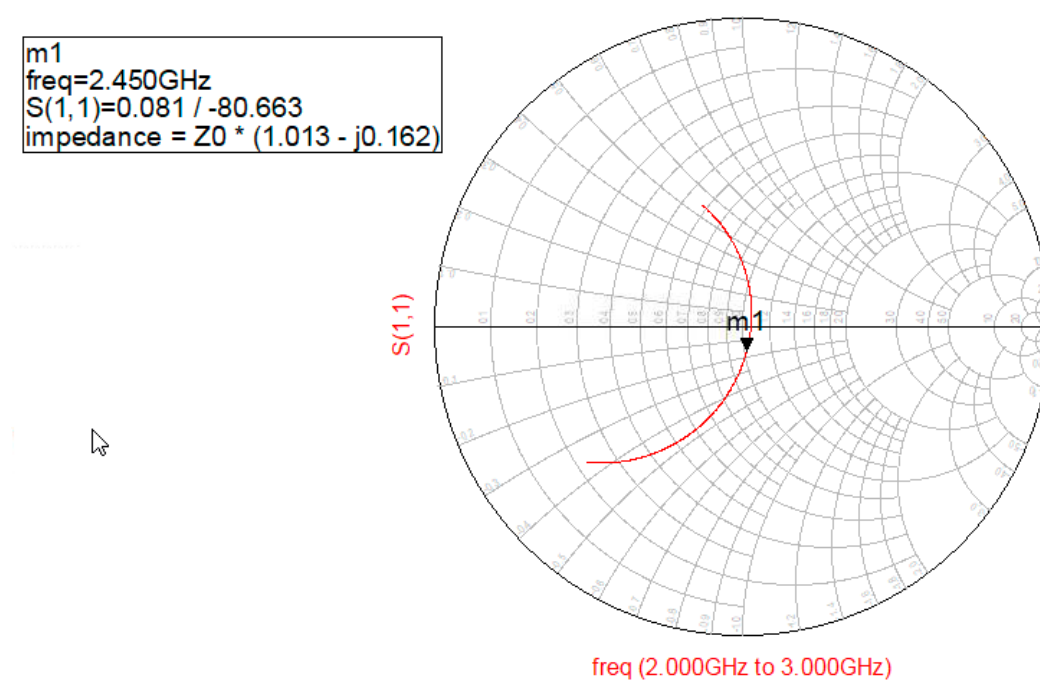


Figura 3.29 – Carta de Smith com o circuito de casamento de impedâncias calculado no Keysight ADS.

A Figura 3.30 mostra o esquemático do circuito retificador juntamente com o circuito de casamento de impedâncias para o protótipo. A Figura 3.31 apresenta a disposição dos componentes do circuito retificador e de casamento de impedâncias no plano de terra da antena.

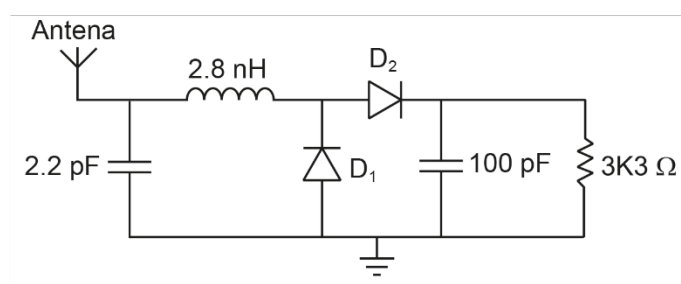


Figura 3.30 – Esquemático dos circuitos retificador e de casamento de impedâncias utilizados para o protótipo.

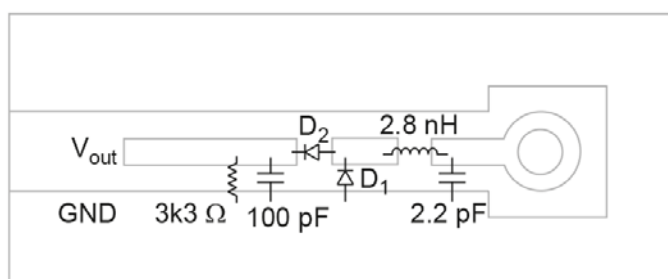


Figura 3.31 – Disposição dos componentes dos circuitos retificador e de casamento de impedância no plano de terra da antena.

4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

4.1 FABRICAÇÃO E AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DA RECTENNA

O protótipo da rectenna foi fabricado através da técnica de fresagem utilizando uma fresadora CNC conforme o exemplo mostrado na Figura 4.1.

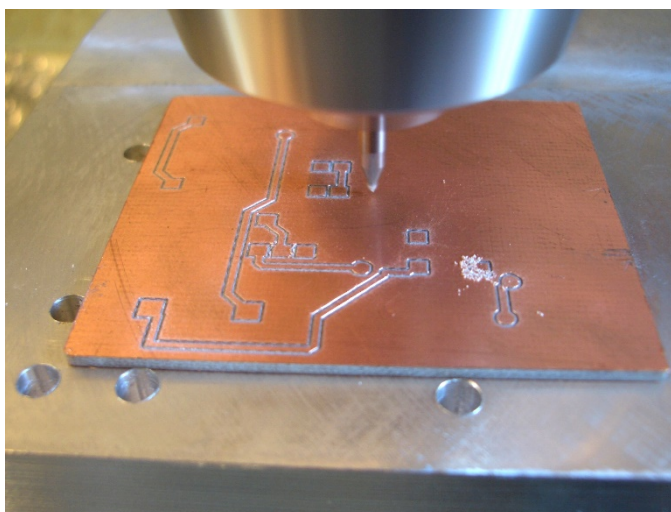


Figura 4.1 – Técnica para produção do protótipo da rectenna utilizando fresadora CNC.

A Figura 4.2 apresenta o protótipo fabricado da rectenna com visão da parte da antena e visão da parte dos circuitos retificador e de casamento de impedância atrás da antena.

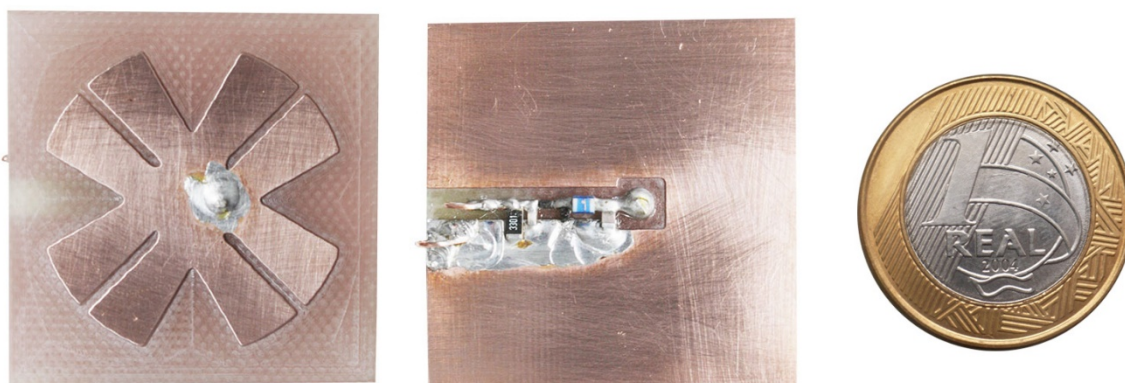


Figura 4.2 – Protótipo da rectenna, com a visão da antena e dos circuitos retificador e de casamento de impedância atrás da antena.

Para calcular a eficiência do protótipo construído da rectenna, é necessário conhecer a tensão gerada pela rectenna a partir da potência que ela recebe e, para isso, foi empregado um sistema de testes que consiste em uma configuração com a rectenna posicionado a uma distância de 50 cm de uma antena monopolo com ganho de 2 dBi conectada a uma fonte de RF operando na frequência de 2,45 GHz e com potência de +36 dBm. A fonte de RF foi gerada através de um gerador de RF Rohde & Schwarz SMT03 com um amplificador da Minicircuits. Um medidor de potência Rohde & Schwarz NRVS foi utilizado para realizar as medidas de potência do sinal de RF. Um multímetro Keithley Model 2750 foi empregado para realizar as medidas de tensões na rectenna. A configuração utilizada é mostrada na Figura 4.3.

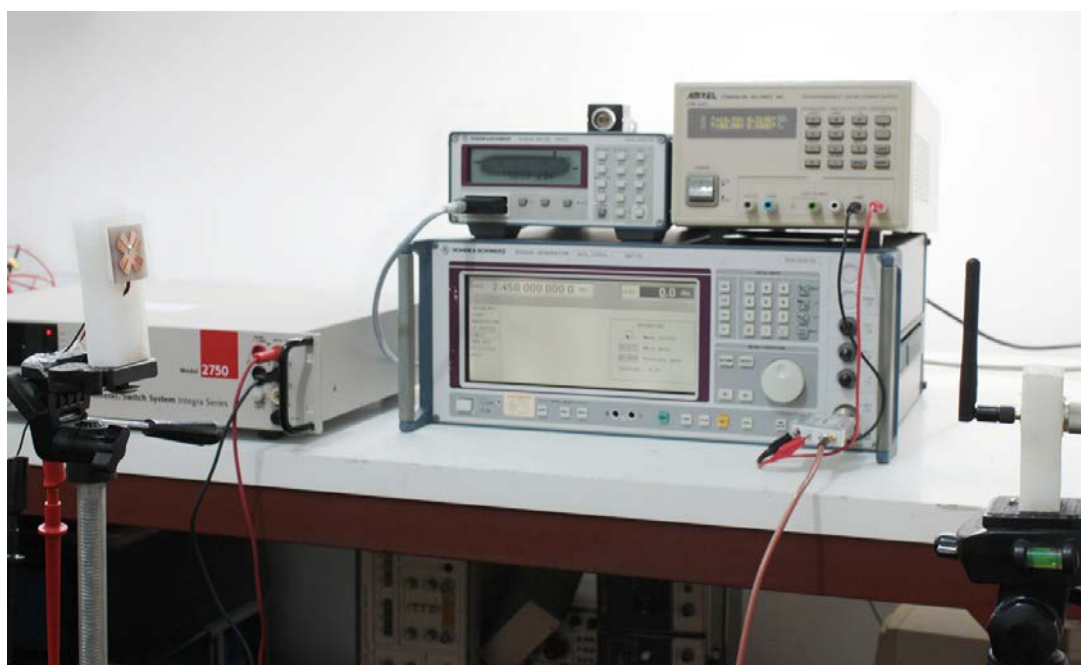


Figura 4.3 – Configuração utilizada para realizar as medidas no protótipo da rectenna.

O procedimento empregado para realizar as medidas de tensão e potência recebida pela rectenna consiste em inicialmente colocar o protótipo da antena utilizada na rectenna numa posição fixa e medir a potência recebida por ela através do power meter. Em seguida, a antena foi substituída pela rectenna mantendo o mesmo posicionamento e então foram realizadas as medidas de tensão utilizando o multímetro, conforme ilustrado na Figura 4.4.

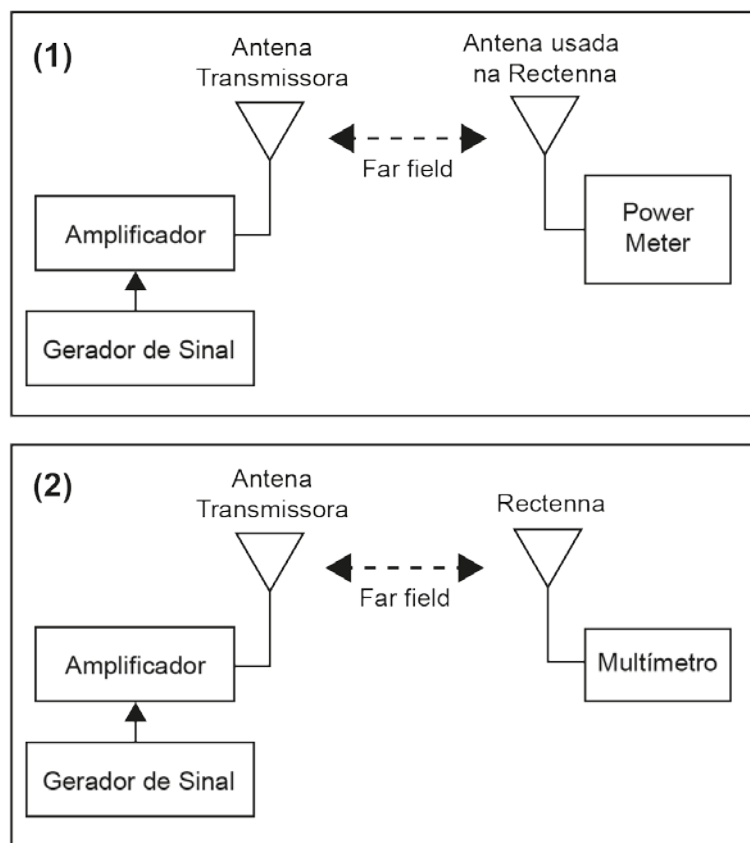


Figura 4.4 – Procedimento utilizado para realizar as medidas de tensão e potência recebida pela rectenna.

Como a distância do link estabelecido entre a rectenna e a antena monopolo é maior que 2λ , onde λ é o comprimento de onda no espaço livre, então é possível considerar condições de propagação em espaço livre (campo distante).

Os resultados obtidos nas medidas do protótipo da rectenna, juntamente com os valores simulados, podem ser vistos nas Figuras 4.5, 4.6 e 4.7. A Figura 4.5 mostra a tensão de saída no retificador da rectenna em função da potência do sinal de RF capturado pela rectenna. Já a Figura 4.6 apresenta eficiência do circuito retificador da rectenna em função da potência do sinal de RF capturado pela rectenna. A Figura 4.7 mostra a eficiência da rectenna em função da frequência do sinal capturado pela rectenna, sendo que as diferenças entre os valores simulados e medidos são pelo fato que a simulação consiste apenas no circuito retificador, enquanto o valor medido foi realizado no protótipo completo da rectenna (antena + retificador + circuito de casamento de impedância).

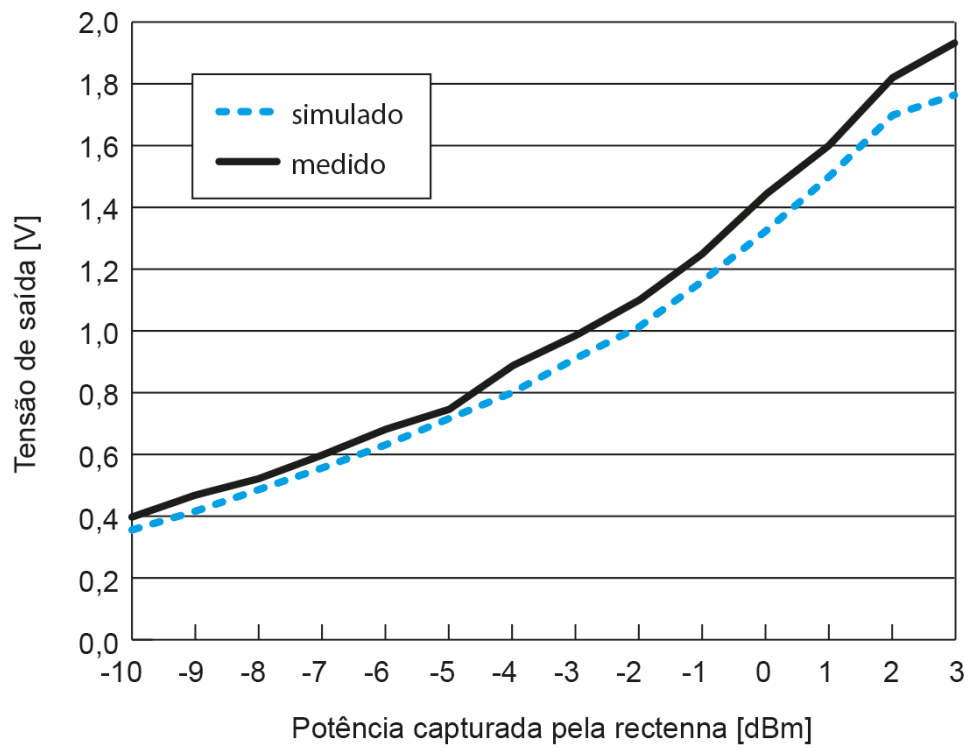


Figura 4.5 – Tensão de saída (V) x Potência capturada pela rectenna (dBm).

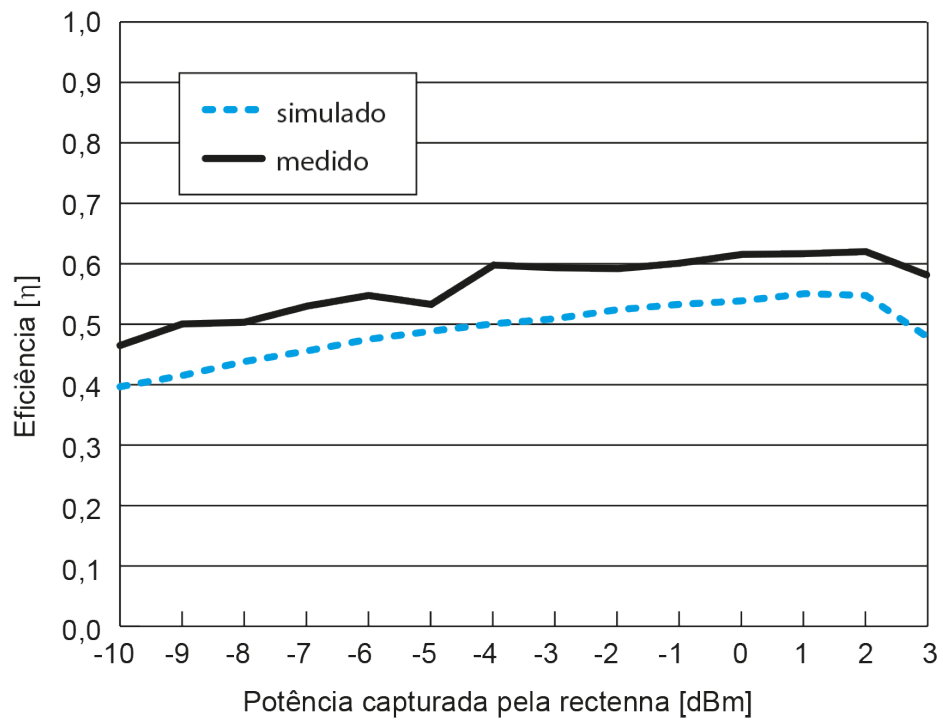


Figura 4.6 – Eficiência x Potência capturada pela rectenna (dBm).

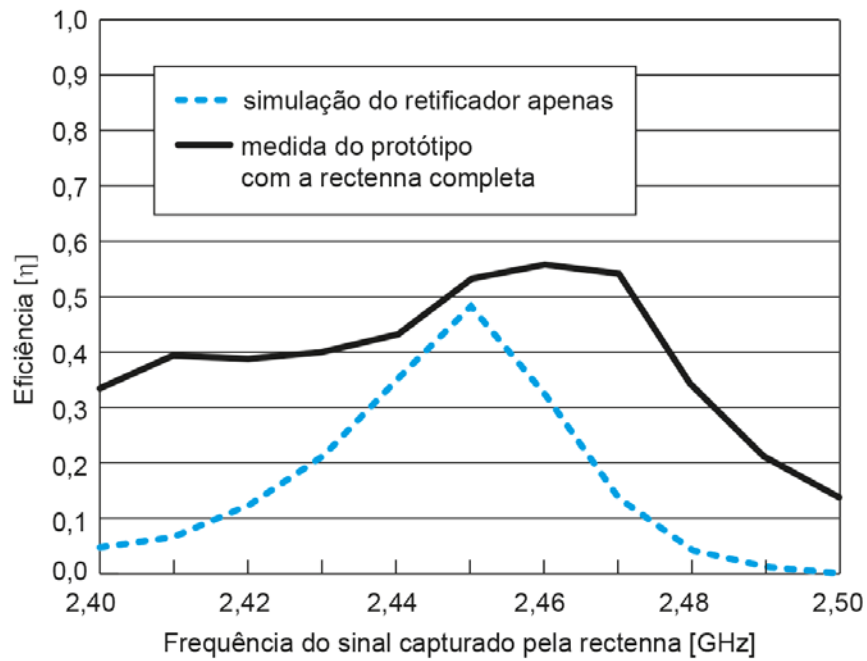


Figura 4.7 – Eficiência x Frequência do sinal capturado pela rectenna (GHz).

4.2 COMPARATIVO

A Tabela 4.1 apresenta uma comparação com outras rectennas que foram descritas em artigos publicados recentemente. E para demonstrar que o objetivo deste trabalho de desenvolver uma rectenna compacta e com boa eficiência foi alcançado, definiu-se uma Figura de Mérito (FoM), onde tem-se uma relação entre a eficiência e a área da rectenna:

$$FoM = \frac{\eta}{\text{Área da Rectenna}} \quad (4.1)$$

E, pela Tabela 4.1, pode-se concluir que a rectenna deste trabalho apresenta uma ótima relação entre eficiência e tamanho.

Tabela 4.1 – Comparação da rectenna deste trabalho com outras rectennas

Ref.	Frequência (GHz)	Eficiência para $P_{\text{RFin}} = 0 \text{ dBm}$	Dimensões (mm)	FoM (Eficiência / Área)
[52]	Banda única 2,45	62%	50x40	$3,10 \times 10^{-4}$
[53]	Banda única 2,45	33%	45x67	$1,09 \times 10^{-4}$
[54]	Banda dupla 0,915 e 2,45	47%	60x60	$1,30 \times 10^{-4}$
[55]	Banda única 2,45	38%	135x128	$2,20 \times 10^{-5}$
[56]	Banda única 2,45	68%	56x35	$3,47 \times 10^{-4}$
[57]	Banda larga 1,8-2,5	58%	70x70	$1,18 \times 10^{-4}$
Rectenna deste trabalho	Banda única 2,45	62%	35x35	$5,06 \times 10^{-4}$

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

5.1 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi desenvolvida e testada uma rectenna baseada na estrutura fractal da geometria de Koch e com o circuito retificador integrado, obtendo assim uma estrutura física compacta para a captação e conversão de energia eletromagnética em eletricidade de corrente contínua (CC).

A rectenna proposta neste trabalho obteve uma eficiência de cerca de 62% para uma potência capturada de +2 dBm gerada por uma fonte transmissora de RF distanciada 50 cm da rectenna e com frequência de operação de 2,45 GHz. Neste mesmo cenário foi observado que a rectenna produziu uma tensão CC de cerca de 1,8 V para uma carga com resistência de 3300 Ω .

Uma boa concordância foi obtida entre os resultados experimentais e as simulações numéricas realizadas. Pequenas diferenças foram observadas que podem ter origem das imperfeições no protótipo produzidas pelo processo de fabricação por fresagem. Outro fator que pode contribuir para as pequenas diferenças nos resultados medidos e simulados são os efeitos de capacitâncias e indutâncias parasitas presentes nos conectores e adaptadores e que não foram consideradas nas simulações.

5.2 TRABALHOS FUTUROS

Existem vários possíveis estudos que podem ser realizadas na continuidade deste trabalho:

- Desenvolvimento de um sistema otimizado (fonte transmissora + rectenna) para transmissão sem fio de energia.
- Rectennas com banda de operação ultra-larga (UWB).
- Desenvolvimento de circuitos integrados com retificadores e multiplicadores de tensão para uso com rectennas.
- Rectennas com padrão de radiação controlados.

REFERÊNCIAS

- [1] Tesla, N., "The transmission of electric energy without wires", Electrical World and Engineer, 1904.
- [2] Tesla, N., "Experiments with alternate currents of high potential and high frequency", New York: Institution of Electrical Engineers, 1892.
- [3] Brown, W. C., "The history of power transmission by radio waves", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1984, 32, 9, pp. 1230-1242.
- [4] Cheng, H. W., Jeng, B. M., Chen, C. Y., et al: "The rectenna design on contact lens for wireless powering of the active intraocular pressure monitoring system", 35th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), 2013, pp. 3447-3450.
- [5] Sensimed AG, <http://www.sensimed.ch>, accessed 20 September 2017.
- [6] Cleanspace, <https://our.clean.space>, accessed 20 September 2017.
- [7] Friis, H. T., "A Note on a Simple Transmission Formula", Proc. IRE, 1946, pp. 254-256.
- [8] Balanis, C. A., "Antenna Theory: Analysis Design", 3 ed., pp. 811-882.
- [9] Pozar, D. M., "Microstrip Antennas" Proc. IEEE, 1992, v. 80, n 1, pp. 79-81.
- [10] Pozar, D. M., Schaubert, D. H., "Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays", John Wiley & Sons, 1995.
- [11] Bahl, I. J., Bhartia, P., "Microstrip Antennas", Artech House, 1980.
- [12] Balanis, C. A., "Advanced Engineering Electromagnetics", John Wiley & Sons, 1989.
- [13] Hammerstad, E. O., "Equations for Microstrip Circuit Design", Proc. Fifth European Microwave Conf., 1975, pp. 268-272.
- [14] Harrington, R. F., "Time-Harmonic Electromagnetic Fields", McGraw-Hill Book Co., 2001, pp. 183.
- [15] Derneryd, A. G., "A Theoretical Investigation of the Rectangular Microstrip Antenna Element", IEEE Trans. Antennas Propagat., 1978, v. AP-26, n. 4, pp. 532-535.
- [16] Derneryd, A. G., "Analysis of the Microstrip Disk Antenna Element," IEEE Trans. Antennas Propagat., 1979, v. AP-27, n. 5, pp. 660-664.
- [17] Wood, C., "Analysis of microstrip circular patch antennas", IEE Proceedings Microwaves, Optics and Antennas, 1981, v.128, i.2, pp. 69-76.
- [18] Shen, L. C., Long, S. A., Allerdin, M. R., Walton, M. D., "Resonant Frequency of a Circular Disc, Printed-Circuit Antenna" IEEE Trans. Antennas Propagat., 1977, v. AP-25, n.4, pp. 595-596.

- [19] Gianvittorio, J.P., Rahmat-Samii, Y., "Fractal antennas: a novel antenna miniaturization technique and applications", IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2002, v.44, i.1, pp. 20-36.
- [20] González-Arbesú, J. M., Blanch, S., Romeu, J., "Are Space-Filling Curves Efficient Small Antennas?", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2003, v.2, i.1, pp. 147-150.
- [21] Radmanesh, M. M., "Advanced RF & Microwave Circuit Design: The Ultimate Guide to Superior Design", 2009.
- [22] Pozar, D. M., "Microwave Engineering", ed.4, 2011.
- [23] Boylestad, R. L., Nashelski, L., "Electronic Devices and Circuit Theory", ed.11, 2012.
- [24] Ng, K. K., "Complete Guide to Semiconductor Devices", ed.2, Wiley, 2002.
- [25] Schroder, D. K., "Semiconductor Material and Device Characterization", ed.3, Wiley, 2015.
- [26] Andrews, J. M., Lepselter, M. P., "Reverse current-voltage characteristics of metal-silicide Schottky diodes", International Electron Devices Meeting, 1968.
- [27] Missous, M., Rhoderick, E. H., "On the Richardson constant for aluminum/gallium arsenide Schottky diodes", Journal of Applied Physics 69, 1991.
- [28] Sze, S. M., Ng, K. K., "Physics of Semiconductor Devices", ed.3, Wiley, 2006.
- [29] Villard, P., "Transformateur à haut voltage. A survolteur cathodique", Journal de Physique Théorique et Appliquée, 1901, 4th series, pp. 28-32.
- [30] Greinacher, H., "Das Ionometer und seine Verwendung zur Messung von Radium- und Röntgenstrahlen", Physikalische Zeitschrift, 1914, pp. 410-415.
- [31] Cockcroft, J. D., Walton, E. T. S., "Experiments with High Velocity Positive Ions. Further Developments in the Method of Obtaining High Velocity Positive Ions", 1932, Proceedings of the Royal Society A, v. 136, pp. 619-630.
- [32] Dickson, J. F. "On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique." IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1976, pp. 374-378.
- [33] Federal Communications Commission, "Operation within the bands 902–928 MHz, 2400–2483.5 MHz, and 5725–5850 MHz.", FCC section 15.247.
- [34] Paul, L. C., Hosain, M. S., Sarker, S., Prio, M. H., Morshed, M., Sarkar, A. K., "The Effect of Changing Substrate Material and Thickness on the Performance of Inset Feed Microstrip Patch Antenna." American Journal of Networks and Communications, 2015.

- [35] Akhbar, R., Faiza, Z., Mozi, A. M., Atan, F. M., Anuar.N.H , "Aperture Coupled Microstrip Antenna with Different Substrate Thickness.", IEEE 4th Control and System Graduate Research Colloquium, 2013.
- [36] Bhongale, S. R., Vasambekar, P. N., "Square Shaped Microstrip Patch Antenna at 2.45GHz", International Journal of Science and Research (IJSR), v. 4, i. 10, 2015.
- [37] Gupta, V. R., Gupta, N., "Analysis of a Fractal Microstrip Patch Antenna", International Journal of Microwave and Optical Technology (IJMOT), v. n, n. 2, 2007.
- [38] Basilio, L. I., Khayat, M. A., Williams, J. T., Long, S. A., "The Dependence of the Input Impedance on Feed Position of Probe and Microstrip Line-Fed Patch Antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, v. 49, n. 1, 2001.
- [39] Lier, E., Jakobsen, K. R., "Rectangular Microstrip Patch Antennas with Infinite and Finite Ground Plane Dimensions", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, v. 31, n. 6, 1983.
- [40] Bhattacharyya, A. K., "Effects of Finite Ground Plane on the Radiation Characteristics of a Circular Patch Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, v. 38, n. 2, 1990.
- [41] Informações disponíveis em: <http://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>. Acesso em: 27 Set. 2017.
- [42] Fan, X., Pei, X., Xiong, X., "Zero bias Schottky diodes use in high performance detection circuits", International Conference on Electronics and Optoelectronics (ICEOE 2011), 2011.
- [43] Agilent Technologies, "All Schottky Diodes are Zero Bias Detectors", Application Note 988.
- [44] Agilent Technologies, "The Zero Bias Schottky Detector Diode", Application Note 969.
- [45] Informações disponíveis em: http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/Surface_Mount_Schottky_Diodes_200041AC.pdf. Acesso em: 27 Set. 2017.
- [46] Informações disponíveis em: <http://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads>. Acesso em: 27 Set. 2017.
- [47] Rizzoli, V., Cecchetti, C., Lipparini, A., Mastri, F., "General-Purpose Harmonic Balance Analysis of Nonlinear Microwave Circuits Under Multitone Excitation", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 36, n. 12, 1988.
- [48] Rizzoli, V., Lipparini, A., Costanzo, A., Mastri, F., Cecchetti, C., "State-of-the-Art Harmonic-Balance Simulation of Forced Nonlinear Microwave Circuits by the Piecewise Technique", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 40, n. 1, 1992.
- [49] Gilmore, R. J., Steer, M. B., "Nonlinear Circuit Analysis Using the Method of Harmonic Balance-A Review of the Art. Part I. Introductory Concepts", International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering, 1991, v. 1, n. 1, pp. 22-37.

- [50] Gilmore, R. J., Steer, M. B., "Nonlinear Circuit Analysis Using the Method of Harmonic Balance-A Review of the Art. Part II. Advanced Concepts", *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, 1991, v. 1, n. 2, pp. 159-180.
- [51] Visser, H. J., "Design Considerations for Low-Power, High-Sensitivity Rectennas", *The 8th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP*, 2014.
- [52] Chen, Y., Chiu, C., "Maximum Achievable Power Conversion Efficiency Obtained Through an Optimized Rectenna Structure for RF Energy Harvesting", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017, 65, 5, pp. 2305 - 2317
- [53] Chang, M., Weng, W., Chen, W., Li, T., "A wideband planar rectenna for WLAN wireless power transmission", *2017 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2017
- [54] Niotaki, K., Kim, S., Jeong, S., et al, "A Compact Dual-Band Rectenna Using Slot-Loaded Dual Band Folded Dipole Antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2013, 12, pp. 1634-1637
- [55] Nie, M., Yang, X., Tan, G., et al, "A Compact 2.45-GHz Broadband Rectenna Using Grounded Coplanar Waveguide", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2015, 14, pp. 986-989
- [56] Olgun, U., Chen, C., Volakis, J. L., "Wireless power harvesting with planar rectennas for 2.45 GHz RFIDs", *URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS)*, 2010
- [57] Song, C., Huang, Y., Zhou J., Zhang, J., Yuan, S., and Carter, P., "A High-Efficiency Broadband Rectenna for Ambient Wireless Energy Harvesting", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, aug. 2015, 63, 8, pp. 3486-3495

ANEXOS

ANEXO A – ENSAIO ELÉTRICOS DE ANTENA EM CÂMARA ANECOICA



Este relatório atende aos requisitos de
acreditação da Cgcre,
que avaliou a competência
do laboratório.



Relatório de Ensaio

DOT-01496.RE.01-A

ENSAIO ELÉTRICOS DE ANTENA EM CÂMARA ANECOICA

Modelo: ANTENA PONTO-ÁREA

Fabricante: EUCLIDES LOURENÇO CHUMA

Cotação: 42439/17

OS: 85514/17

GLAB-4856

GUAB_ENSAIO_Temp_Relatorio_ensaio_com_logo_cpq_inmetro - versão F

Cliente: Euclides Lourenço Chuma

Contato: Euclides Lourenço Chuma

E-mail: codigocerto@yahoo.com.br

Endereço: Rua Cel Manuel de Moraes, 204, Campinas – SP
CEP 13073-022

Fone: (19) 98206-4515

Fax: -



SUMÁRIO

1	Objetivo	3
2	Identificação do produto testado	3
3	Informações gerais	4
3.1	Data de recebimento	4
3.2	Data de realização dos ensaios	4
4	Definições e abreviaturas	4
5	Referências e métodos de ensaios	4
6	Laboratório de ensaio	4
7	Resultados dos ensaios de ganho por comparação em câmara anecoica	5
8	Resultados dos ensaios de diagrama de radiação de antenas e alimentadores em câmara anecoica	6
8.1	Incerteza de medida para os ensaios de diagramas de radiação	6
8.2	Resultados gráficos	6
9	Resultado do ensaio de perda de retorno em câmara anecoica	10
10	Instrumentos de medidas utilizados nos ensaios	11
10.1	Relação de equipamentos utilizados nos ensaios de ganho e diagrama de radiação de antenas e alimentadores	11
10.2	Relação de equipamentos utilizados nos ensaios de perda de retorno de antenas e alimentadores e componentes	12
11	Comentários	13
12	Histórico de versões deste documento	13
13	Execução e aprovação	13

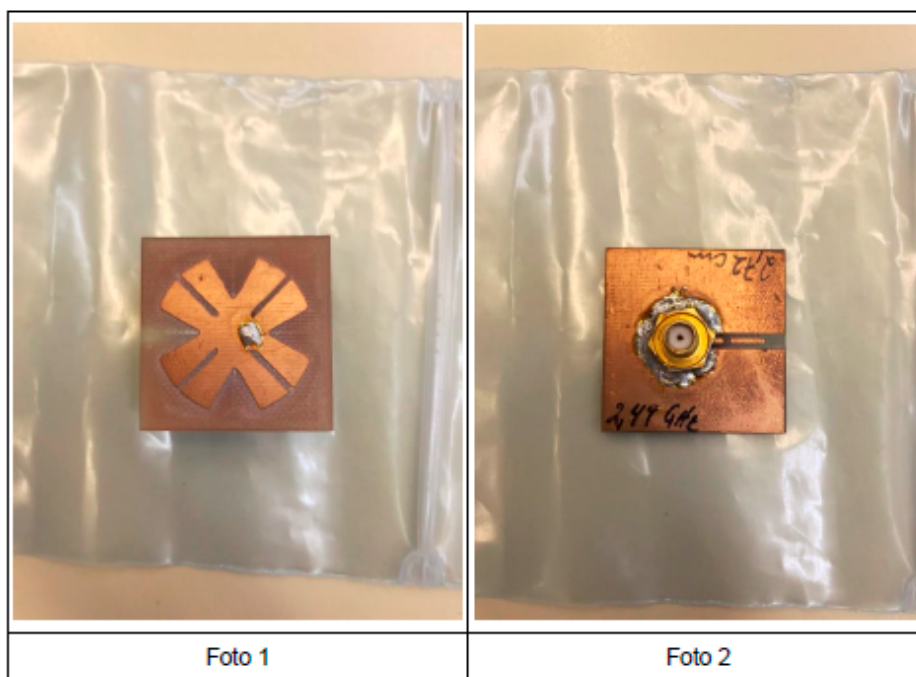
Não válido como certificado de conformidade.

Este relatório só deve ser reproduzido por inteiro. Uma nova versão do documento cancela e substitui a versão anterior.

1 Objetivo

Apresentar os resultados dos ensaios elétricos de diagrama de radiação, ganho e perda de retorno realizados em câmara anecoica no modelo ANTENA PONTO-ÁREA apresentado por Euclides Lourenço Chuma.

2 Identificação do produto testado





3 Informações gerais

3.1 Data de recebimento

26/jul/17

3.2 Data de realização dos ensaios

31/jul/17 a 01/ago/17

4 Definições e abreviaturas

NA: Não Aplicável

AST: Antena Sob Teste

CP: Cometa Padrão

5 Referências e métodos de ensaios

Práticas do laboratório de antenas do CPqD (PD.70.302.045.000, PD.70.302.046.000 e PD.70.302.047.000), práticas TELEBRÁS e padrões ANSI/IEEE – STD149-1979 (Standard Test Procedures for Antennas).

6 Laboratório de ensaio

Fundação CPqD – Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações

R. Dr. Ricardo Benetton Martins, 1000 – Parque II do Polo de Alta Tecnologia

13086-902 – Campinas – SP

Caixa Postal 6070

Diretoria de Redes Convergentes

Gerência de Avaliação da Conformidade em Produtos e Sistemas

Laboratório de Sistemas Rádio – RADIOLAB

Alessandro Camargo Ramos Pimenta

e-mail: radioab@cpqd.com.br

tel.: (19) 3705-6010

fax: (19) 3705-6120

Não válido como certificado de conformidade.
Este relatório só deve ser reproduzido por inteiro. Uma nova versão do documento cancela e substitui a versão anterior.

CPqD – Todos os direitos reservados.

Este relatório atende aos requisitos de acreditação da Cgcre,
que avaliou a competência do laboratório.



7 Resultados dos ensaios de ganho por comparação em câmara anecoica

Os ensaios foram realizados seguindo-se as recomendações do IEEE Standard Test Procedures for Antennas, utilizando-se um par de cornetas padrão (CP), de polarização linear (Scientific-Atlanta 12-1.7 e Scientific-Atlanta 12-2.6). A relação de equipamentos utilizados no ensaio de ganho por comparação encontra-se no item 9 deste relatório.

Normalizou-se os níveis de sinal através das cornetas padrão, para as frequências de ensaio e, em seguida, foram medidos os níveis de sinal da antena sob teste (AST). Através destes valores e do ganho das cornetas padrão, encontrou-se os valores de ganho da AST, segundo a tabela abaixo:

Frequência (GHz)	Ganho CP (dBi)	Leitura AST (dB)	GAST (dBi)	Incerteza Expandida	Incerteza Total
2,50	17,04	-19,49	-2,45	Cornetas SA: 22,29% (k=2,0)	Cornetas SA: ± 0,84 dB
2,60	17,26	-24,35	-7,09	Cornetas SA: 22,29% (k=2,0)	Cornetas SA: ± 0,84 dB
2,70	17,30	-28,70	-11,40	Cornetas SA: 22,29% (k=2,0)	Cornetas SA: ± 0,84 dB

Legenda:

Ganho CP: Ganho das cornetas padrão especificado pelo manual do fabricante;

Leitura AST: Valor medido pelo sistema de recepção através da antena sob teste;

GAST: Ganho da antena sob teste.

K: Fator de abrangência (95,45%).

Não válido como certificado de conformidade.
 Este relatório só deve ser reproduzido por inteiro. Uma nova versão do documento cancela e substitui a versão anterior.



8 Resultados dos ensaios de diagrama de radiação de antenas e alimentadores em câmara anecoica

8.1 Incerteza de medida para os ensaios de diagramas de radiação

Incerteza Expandida = 36,38%
Incerteza Total = 1,35 dB
Fator de abrangência utilizado = 95,45% (k = 2,00)

8.2 Resultados gráficos

Diagramas de radiação copolares (Copol) e contrapolares (Xpol) para o plano de corte horizontal e vertical em $\pm 180^\circ$ de varredura.

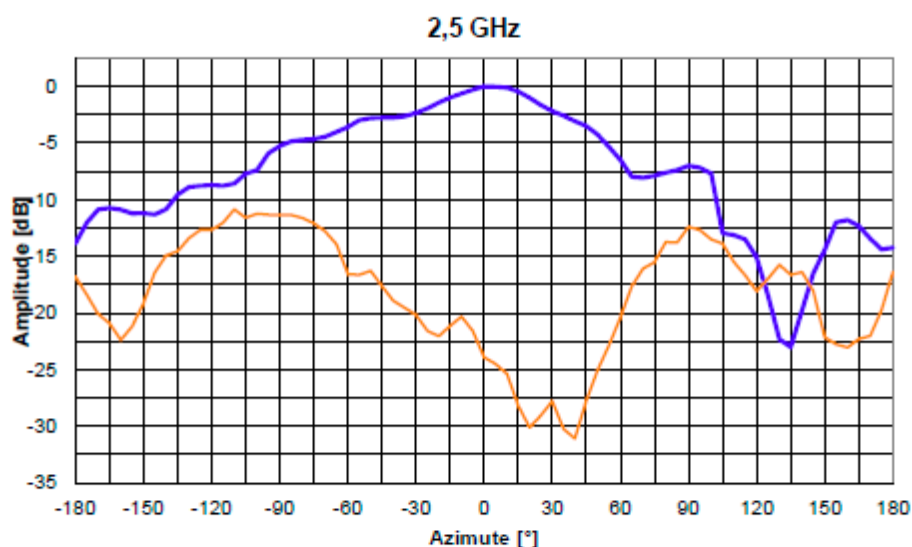


Figura 1: Diagrama Copol em azul e Diagrama Xpol em Laranja – Plano de Corte Horizontal – Frequência 2,50 GHz

Não válido como certificado de conformidade.
Este relatório só deve ser reproduzido por inteiro. Uma nova versão do documento cancela e substitui a versão anterior.

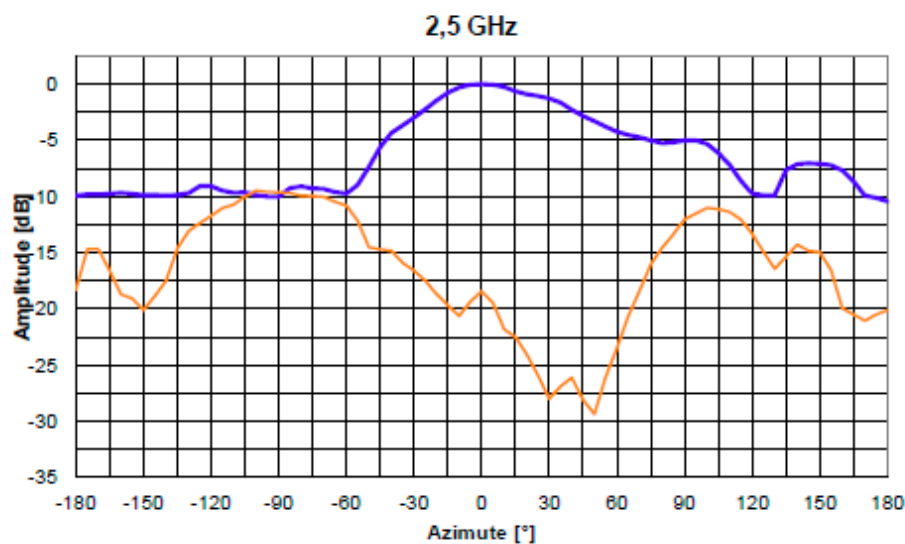


Figura 2: Diagrama Copol em azul e Diagrama Xpol em Laranja – Plano de Corte Vertical – Frequência 2,50 GHz

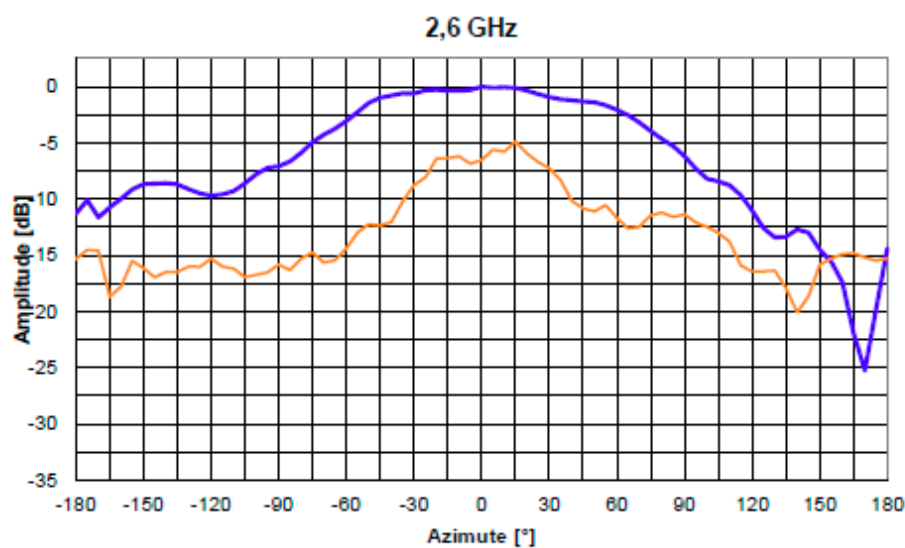


Figura 3: Diagrama Copol em azul e Diagrama Xpol em Laranja – Plano de Corte Horizontal – Frequência 2,60 GHz

Não válido como certificado de conformidade.
Este relatório só deve ser reproduzido por Intel. Uma nova versão do documento cancela e substitui a versão anterior.

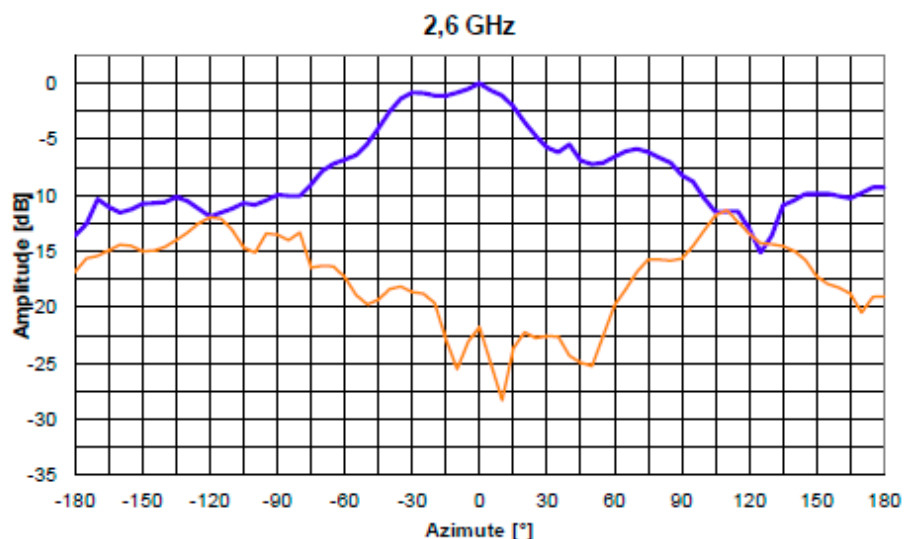


Figura 4: Diagrama Copol em azul e Diagrama Xpol em Laranja – Plano de Corte Vertical – Frequência 2,60 GHz

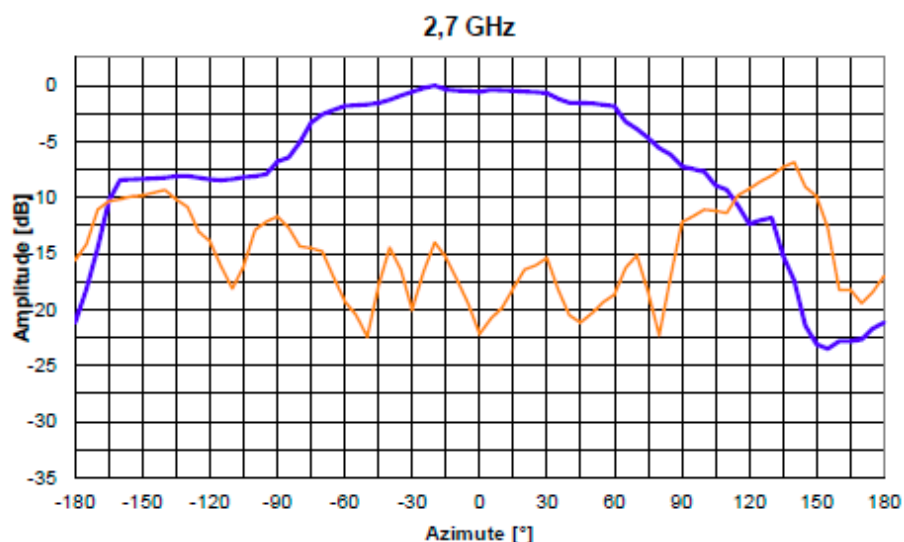


Figura 5: Diagrama Copol em azul e Diagrama Xpol em Laranja – Plano de Corte Horizontal – Frequência 2,70 GHz

Não válido como certificado de conformidade.
Este relatório só deve ser reproduzido por inteiro. Uma nova versão do documento cancela e substitui a versão anterior.

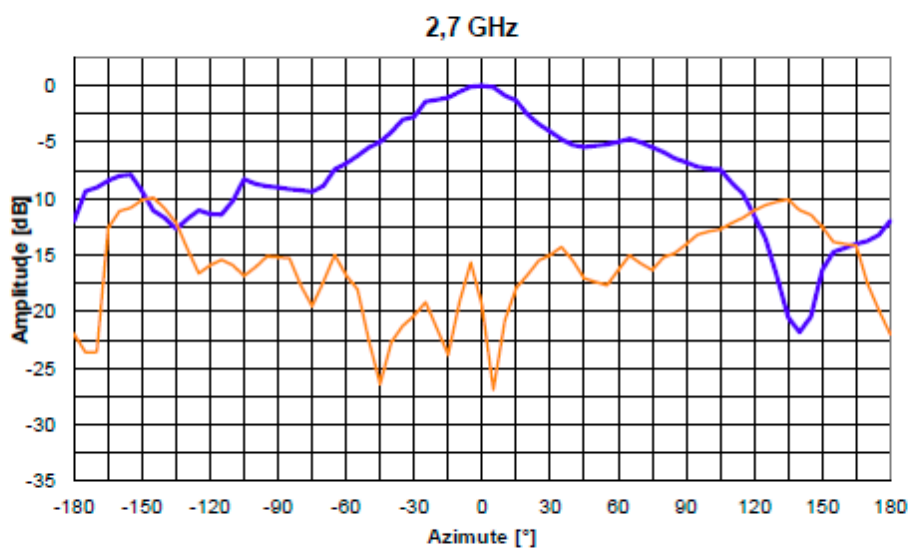


Figura 6: Diagrama Copol em azul e Diagrama Xpol em Laranja – Plano de Corte Vertical –
Frequência 2,70 GHz

Não válido como certificado de conformidade.
Este relatório só deve ser reproduzido por Intel. Uma nova versão do documento cancela e substitui a versão anterior.

9 Resultado do ensaio de perda de retorno em câmara anecoica

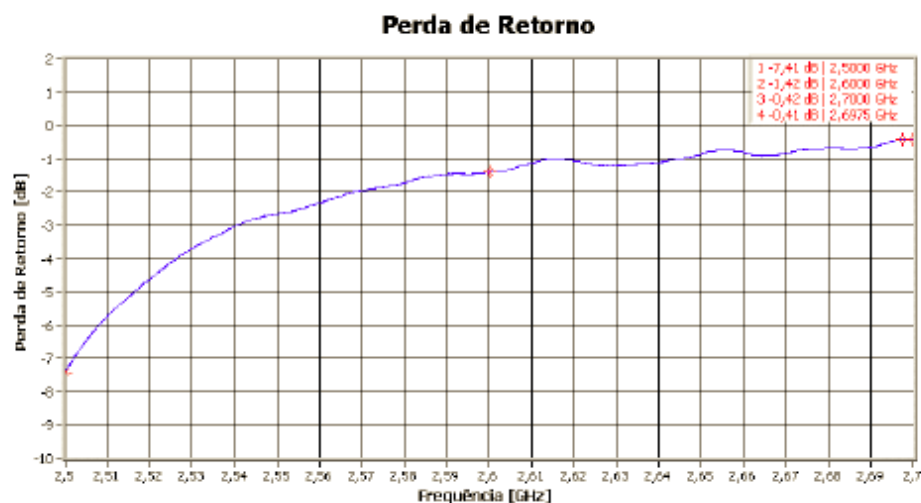


Figura 7 – Perda de Retorno

- Nível de saída do gerador: 10,00 dBm
- Ripple do setup: 0,16 dB
- Diretividade do setup (certificado de calibração da ponte direcional): < 41,5 dB
- Resumo dos resultados e incertezas de medição envolvidos:

Frequência (GHz)	Perda de Retorno (dB)*	Incerteza de Medição (dB)
2,50	-7,41	$\pm 1,87$
2,60	-1,42	$\pm 1,87$
2,70	-0,42	$\pm 1,87$
Pior caso: 2,6975	-0,41	$\pm 1,87$

* Incerteza de medida de acordo com a "Planilha para cálculo de incerteza" (DIRLAB) com fator de abrangência de 95,45% ($k = 2,00$). Utilizando-se os certificados de calibração da ponte direcional e do sistema que compõem a bancada de refletometria escalar para o período vigente.

Não válido como certificado de conformidade.
Este relatório só deve ser reproduzido por inteiro. Uma nova versão do documento cancela e substitui a versão anterior.



10 Instrumentos de medidas utilizados nos ensaios

10.1 Relação de equipamentos utilizados nos ensaios de ganho e diagrama de radiação de antenas e alimentadores

Equipamento	Fabricante e Modelo	Número de Série	Patrimônio
Antena transmissora	Scientific-Atlanta 12-1.7	NA	CPqD018120
	Scientific-Atlanta 12-2.6	NA	CPqD018124
Posicionador de polarização	SA56053-2	416	CPqD018244
Transição guia/cabo	SMA (f) / N (m)	NA	NA
Cabo para as antenas Tx e Rx	HP 85381	0014	-
	HP 85381	0015	-
	HP 85381	0016	-
	Storm A9031806044	91-08-008	-
	Florida RF Lab	1032	-
Acoplador direcional / Power Splitter	Power Divider HP11636B	064481	
Amplificador de sinal	HP 8449B	3008A00923	CPqD002726
	HP 8349B	2644A02409	CPqD018249
	HP 8349B	2644A02437	CPqD018239
Atenuador variável	HP 8495D	3308	CPqD018445
Sistema de transmissão	HP8340B	2819A01228	CPqD018237
Controlador Computador	Megaware	MC0037C1000007	CPqD036327
Sistema de controle dos Posicionadores	SA2012	00003559	CPqD018281
Sistema de recepção	HP8510C	3901A07815	CPqD024564
Posicionador da AST	SA53150	242	CPqD18246
Transição guia/cabo	SMA (f) / N (m)	NA	NA
Câmara anecoica	RANTEC	65393	NA

Não válido como certificado de conformidade.
 Este relatório só deve ser reproduzido por inteiro. Uma nova versão do documento cancela e substitui a versão anterior.



10.2 Relação de equipamentos utilizados nos ensaios de perda de retorno de antenas e alimentadores e componentes

Equipamento	Fabricante e Modelo	Número de Série	Patrimônio
Synthesized Sweeper	HP 8340B	2819*01228	CPQD018237
Power Splitter	HP 11667C	51119	RCE010332
Detector	HP 11664E	03995	CPQD002828
	HP 11664E	04278	CPQD002829
Analizador de Redes Escalar	HP 8757*	2735A02917	CPQD018206
Ponte Direcional	HP 85027B	2522A00684	CPQD004026

Não válido como certificado de conformidade.
Este relatório só deve ser reproduzido por inteiro. Uma nova versão do documento cancela e substitui a versão anterior.



11 Comentários

Os resultados dos ensaios referem-se somente aos itens apresentados pelo cliente.

12 Histórico de versões deste documento

Data de emissão	Versão	Descrições das alterações realizadas
03/ago/17	A	Versão inicial.

13 Execução e aprovação

Executado por:

Alessandro Camargo Ramos Pimenta

Aprovado por:

Este documento foi assinado digitalmente por:

Alessandro Camargo Ramos Pimenta
Responsável Técnico pelo RADIOLAB
Gerência de Avaliação da Conformidade em Produtos e Sistemas

Para fins legais, é válida apenas a versão eletrônica assinada digitalmente.

Data da emissão: 03/ago/17

Não válido como certificado de conformidade.
Este relatório só deve ser reproduzido por inteiro. Uma nova versão do documento cancela e substitui a versão anterior.

ANEXO B – *OVERVIEW* SOBRE O FUNCIONAMENTO DO ANSOFT HFSS

O Ansoft HFSS (*High Frequency Signal Simulator*) é um solucionador de método de elementos finitos (FEM) para estruturas eletromagnéticas como antenas, linhas de transmissão, combinadores, divisores, etc.

O método numérico FEM (método dos elementos finitos) utilizado pelo HFSS, basicamente consiste em subdividir uma estrutura em partes menores chamadas de elementos finitos, que geralmente consiste em tetraedros e todo o conjunto de tetraedros que forma a estrutura é conhecida como malha.

A partir da malha uma solução é encontrada para os campos dentro dos elementos finitos que estão inter-relacionados de modo que satisfaçam as equações de Maxwell nas fronteiras entre os elementos e produzindo uma solução de campos para toda a estrutura original. Uma vez que a solução de campos foi encontrada, a solução da matriz S generalizada é determinada.

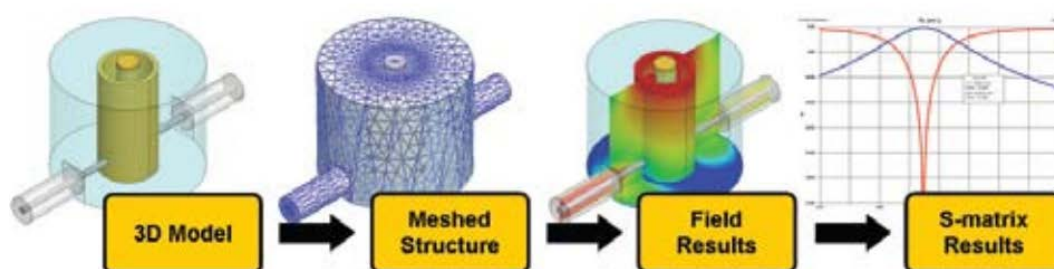


Figura – Etapas básicas para a simulação no Ansoft HFSS. (Ansoft HFSS)

ANEXO C – SOBRE O KEYSIGHT ADS (ADVANCED DESIGN SYSTEM)

O Keysight ADS (*Advanced Design System*) é um sistema de software para automação de projetos eletrônicos que fornece um ambiente de projeto integrado para desenvolvedores de produtos eletrônicos de RF. O Keysight ADS oferece acesso a cada passo do processo de projeto: esquemático, layout, verificação de regras de projeto, simulação de campos no domínio de frequência e de tempo e simulação de campo eletromagnético, permitindo que o engenheiro caracterize e otimize completamente um projeto de RF.

O Keysight oferece vários métodos numéricos para simular e analisar diferentes necessidades dos projetos, contudo para a simulação dos circuitos retificadores foi utilizado o método do Balanceamento Harmônico que é uma técnica de análise no domínio de frequência para obter a solução em regime estacionário de circuitos e sistemas não-lineares.

O método de Balanceamento Harmônico geralmente é o método escolhido para a simulação de problemas analógicos de RF em micro-ondas, pois que são tratados de forma mais natural no domínio da frequência.

Uma vez calculada a solução em regime estacionário através do método do Balanceamento Harmônico, o simulador pode:

- Calcular os pontos de intercepção de terceira-ordem (*third-order intercept* - TOI) points, a distorção harmônica total (*total harmonic distortion* - THD) e os componentes de distorção inter-modulação (*inter-modulation distortion*);
- Determinar a potência máxima alcançável com uma dada carga de impedância;
- Realizar análises de ruído não-linear;

O método do Balanceamento Harmônico pressupõe que o estímulo de entrada consiste de algumas senoides em regime estacionário. Portanto, a solução é uma soma das senoides em estado estacionário, o que inclui as frequências de entrada, além dos harmônicos significativos e seus produtos.